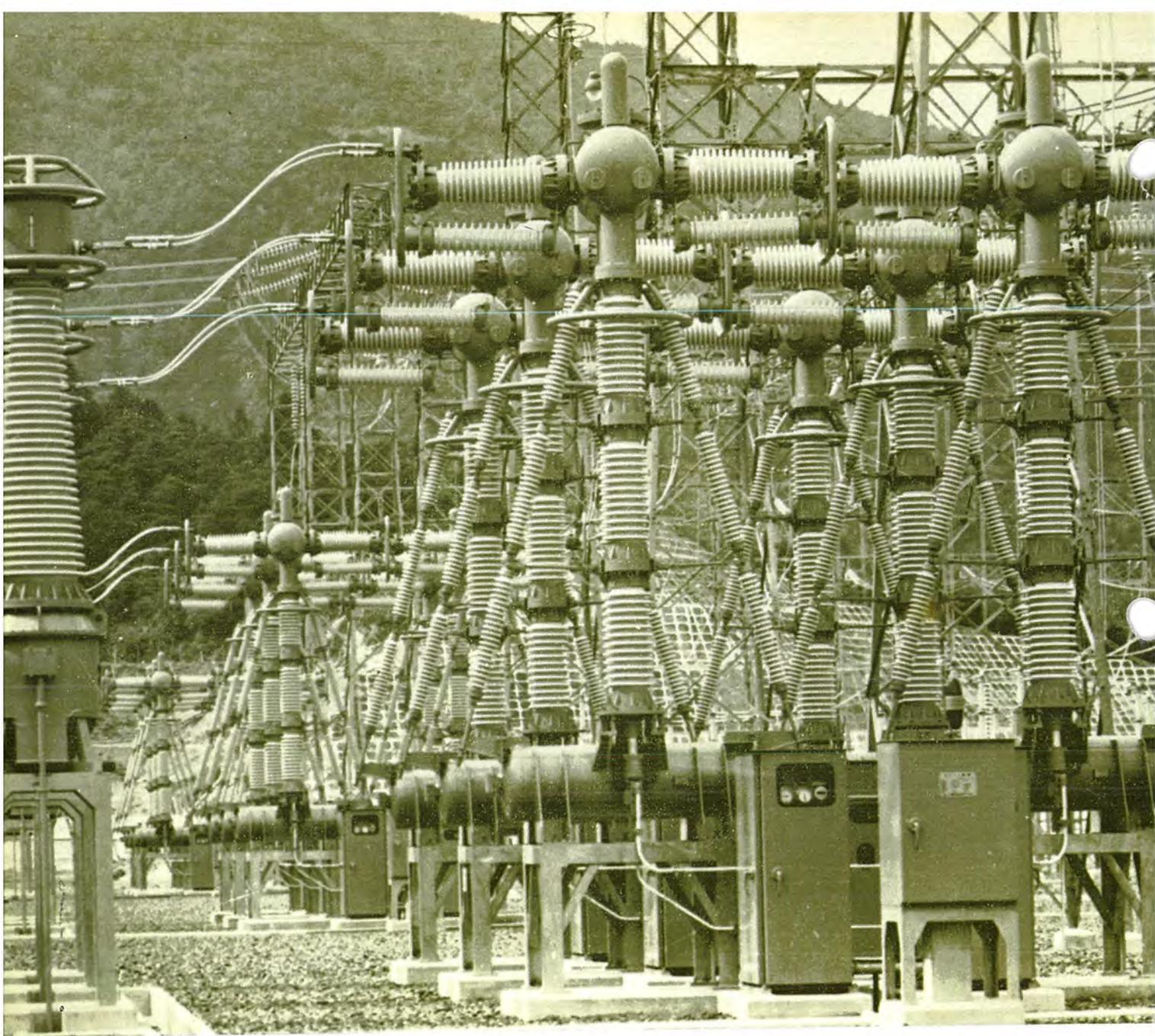


MITSUBISHI DENKI GIHO 三菱電機技報

Vol.41 April 1967

4





三菱電機では 84kV 5,000MVA 168kV 10,000MVA 240kV 10,000MVA 300kV 25,000MVA の SF₆ ガスシャ断器を完成し、すでに実用に供せられています。84kV シャ断器に引続き、関西電力(株) 殿湖南変電所に 300kV 25,000MVA 4,000A 定格のものを5台納入。41年10月から営業運転に入りました。約15気圧の SF₆ ガスを消弧に使用し、可動接触子は油圧操作機構で投入され、加速バネで引きはずされます。空気シャ断器のような爆発的な操作音がなく、直列断路器や抵抗シャ断装置などの複雑な機構などに、近距離線路故障などのきびしいシャ断条件にも十分強く、接触子の損耗もきわめて少なく、点検回数を大幅に節減できることなどのすぐれた特長があり、関係方面よりの大きな期待と注目が寄せられています。

三菱SF₆ガスシャ断器

今日もあなたと共に





目次

《論文》

植物育成用ケイ光ランプ“ルミ・グリーン”	大田重吉・山崎清司	525
MELCOM-3100 ソフトウェア (1) —モデル10 プログラムシステムの概要—	嶋村和也・首藤勝 藤井護・中山俊英	530
MD-122 形高速度 X 線厚み計	吉山裕二・小畑甫・村西有三・岸森真通	536
XT-101 形 X 線テレビジョン	道家昭彦・堀高明・宮原武見	541
全シリコンコンバータレス 25 WFM 移動用無線機	奥村徹・片山泰一・河野実則・白幡邦彦	546
DHE 形磁気シャ断器	桜井武芳	552
6-FK 形小形タンク形油シャ断器	勝田久登・竹内孝治	559
15 Gc 超多重伝送用カセグレン空中線	香川哲・山内秀男・高松泰男	568
レーザ無接触ならい計測装置	安東滋・谷口一郎・宮沢生行・田村祥一・菊地誠	573
X バンド ESR 装置とその応用	下地貞夫・富島一成	581
電界効果トランジスタの応用	山崎英蔵・淡野光章・塩田勝・西川一成	588
CdS の低周波発振	伊吹順章・吉沢達夫・安川武	596
溶媒による高分子の改質	柴山恭一・児玉峯一・地大英毅	604
短絡同軸法による VHF フェライト複素透磁率の測定	荒居徹	610
タンタル陽極酸化膜中の電流漏えい機構	植松滋幸・尾崎信之・柴谷俊秀	615

《電子計算機利用シリーズ》

電子計算機による電力用変圧器の設計	上村勝彦・但馬常夫・鳥羽靖雄	620
-------------------	----------------	-----

《技術解説》

シリコン制御整流素子のスイッチング特性と応用上の問題 (その3)	船川繁・飯田隆彦・小島鈴夫	626
----------------------------------	---------------	-----

《新製品紹介》

ホールバルブ操作用アクチュエータを開発・三相4線式 YUS-1 D 形発振装置付精密積算電力計完成・MR-S 形電磁継電器シリーズ・GK, MK シリーズ三菱エアカーテン (簡易形) 発売・三菱コンパック換気扇・デラックスタイプ FX-905 形三菱トランジスタラジオ〈ハイキャッチ〉発売		635
--	--	-----

《ニュースフラッシュ》

世界最大容量の双方向サイリスタ開発・アメリカウエスティングハウス社と PCCS に関する契約成立		639
--	--	-----

《特許と新案》

電気ベルトサンダ・可変板カム装置・小形スピーカ・ラジオ受信機		633
--------------------------------	--	-----

《表紙》

1. 相模川水系計算制御装置

相模川水系計算制御装置は、神奈川県企業庁城山ダム管理事務所へ納入された。システムは、MELCOM-1600 電子計算機を中心に、通信制御装置、データ伝送網、端末計測装置等からなるオンライン・データ・プロセッシングシステムであり、相模ダム、城山ダムを中心に、相模川水系の水門、発電機等の集中制御をおこなうものである。

2. 三菱 SF₆ ガスシャ断器

3. ダイアックス放電加工機

4. MZ-51 形三菱ミシン





CONTENTS

TECHNICAL PAPERS

"Lumi Green", New Fluorescent Lamp for Plant Growth.....	525
Jyukichi Ōta • Seiji Yamazaki	
MELCOM-3100 Soft Ware —General Description of Basic Programming System for Model 10—.....	530
Kazuya Shimamura • Masaru Sudo • Mamoru Fujii • Toshihide Nakayama	
Type MD-122 High Speed X Ray Thickness Gauge.....	536
Yūji Yoshiyama • Hajime Obata • Yuzō Muranishi • Masamichi Kishimori	
Model XT-101 X-Ray Television.....	541
Akihiko Dōke • Takaaki Hori • Takemi Miyahara	
All Silicon Transistorized Converterless 25 Watts FM Transceiver for Mobile Radio Equipment	546
Tōru Okumura • Yasukazu Katayama • Minoru Kawano • Kunihiko Shirahata	
Type DHE Magnetic Blow-out Air Circuit Breakers	552
Takeyoshi Sakurai	
Type 6-FK Small Oil Circuit Breakers	559
Hisato Katsuta • Takaharu Takeuchi	
Cassegrainian Antenna for 15 Gc Super Multichannel Transmission System.....	568
Satoshi Kagawa • Hideo Yamauchi • Yasuo Takamatsu	
Contactless Laser Profiling Equipment.....	573
Shigeru Andō • Ichirō Taniguchi • Takayuki Miyazawa • Shōichi Tamura • Makoto Kikuchi	
An X-band ESR Spectrometerstand its Applications	581
Sadao Shimoji • Kazunaru Tomishima	
Applications of Field Effect Transistors	588
Eizō Yamazaki • Mitsuaki Danno • Masaru Shjota • Kazushige Nishikawa	
Low-frequency Oscillations in CdS Single Crystals.....	596
Sumiaki Ibuki • Michio Yosizawa • Takeaki Yasukawa	
Solvent Modification of Polymers	604
Kyoichi Shibayama • Minekazu Kodama • Eiki Jidai	
Measurement of Complex Permeabilities of VHF Ferrites by Means of Shortcircuited Coaxial Cavity Coupled with a Q-meter.....	610
Tohru Arai	
Electrical Conduction through Tantalum Anodic Oxide Films.....	615
Shigeyuki Uematsu • Nobuyuki Ozaki • Toshihide Shibatani	

APPLICATION OF COMPUTERS FOR USER-SERIES

Design of Power Transformers by Digital Computer	620
Katsuhiko Uemura • Tsuneo Tajima • Yasuo Toba	

TECHNICAL EXPLANATION

Switching Characteristics of Silicon Controlled Rectifier and their Utilization for Application (Part 2).....	626
Shigeru Funakawa • Takahiko Iida • Suzuo Kojima	

NEW PRODUCTS	635
--------------------	-----

NEWS FLASH	639
------------------	-----

PATENT AND UTILITY MODEL	633
--------------------------------	-----

COVER EXPLANATION

1. Computing and Controlling System of the Sagami River Water Flow.
To the Shiroyama Dam Control Office of Kanagawa Prefectural Government Enterprise Bureau a computing and controlling system of the Sagami River water flow has been supplied. It is an on-line-data processing system consisting of MELCOM-1600 electronic computer as its nucleus and annexed apparatus such as communication control equipment, data transmitting networks and terminal instrumentation arrangements. It is aimed at the central control of the gates of the Sagami River water flow and the generators in relation to the Sagami and Shiroyama Dam.
2. Mitsubishi SF₆ Gas Circuit Breaker.
3. Electrolytic processing machine "DIAX".
4. Type MZ-51 Sewing Machine.

UDC 628.9.041:631.537:631.58

植物育成用ケイ光ランプ「ルミグリーン」

大田重吉・山崎清司

三菱電機技報 Vol.41・No.4・P 525～529

ケイ光灯の利用による電照栽培技術として、新しく登場してきた植物育成用ケイ光ランプは、農業界に注目され、次第に普及されようとしている。

当社が新しく開発した植物栽培用ケイ光ランプは、青と赤のエネルギーを最も効率よく、かつ均衡のとれた量で放射されるように設計製作されている。ここにこのランプの沿革・理論・その応用面について報告する。



UDC.621.396.93

全シリコンコンバータレス25W FM 移動用無線機

奥村 徹・片山泰一・河野実則・白幡邦彦

三菱電機技報 Vol.41・No.4・P 546～551

12V DC程度の自電圧で動作する高効率の高周波大出力トランジスタが開発されたので、車載用のVHF無線機は、DC-DCコンバータを使用する必要がなくなり、小形・軽量化し、消費電流も少なくなった。このほど開発したFM-19形無線機は、150または60Mcで25Wの送信出力をもつダッシュマウント形のもので、電源電圧の変動とくに高電圧時の送信出力の増大を抑制し、さらにアンテナ異常時等の出力インピーダンス変動によるトランジスタのPc増大化を制限するため、出力の自動制御回路を付加した。本機はそのほか従来故障の比較的多かったリレーを無接点化し、電子回路に置き換えるなど高信頼化をはかっている。



UDC.681.142:007.3

MELCOM-3100 ソフトウェア (1)

嶋村和也・首藤 勝・藤井 護・中山俊英

三菱電機技報 Vol.41・No.4・P 530～535

MELCOM-3100は小規模のバッチ処理から大規模のトータル処理までを対象とした計算機システムシリーズで、モデル10、30、50からなっている。ソフトウェアシステムも最小構成から十分な機能をもつオペレーティングが使用でき、アップワードのコンパティビリティを保っている。本文はソフトウェアの第1報としてモデル10用ソフトウェアの体系、オペレーティングシステムの基本的な考え方、とくにシステムを外からながめたときの形態、実用時における処理の流れについて説明したものである。



UDC.621.316.57

DHE形磁気シャ断器

桜井武芳

三菱電機技報 Vol.41・No.4・P 552～558

磁気シャ断器の対地絶縁にエポキシレジン注型品を用い、その他いろいろな部分の改良をおこなって従来の同一定格品にくらべ、20～40%の重量軽減に成功した新しいDHE形磁気シャ断器について、その構造と試験結果を述べる。規格にもとづく厳密な試験のほか、ヒズミ計による応力解析、100%湿度中における短絡電流シャ断試験、エポキシ注型品の冷熱試験などの特殊試験を行ない実用性能を検証した。小形・軽量化されたこのシャ断器は、各定格に共通の部品を多くしたので、品質管理を合理的におこなうことができる。



UDC.531.717:537.531

MD-122形高速度X線厚み計

吉山裕二・小畑 甫・村西有三・岸森真通

三菱電機技報 Vol.41・No.4・P 536～540

MD-122形X線厚み計は鋼板などの広い厚み測定範囲に対して、応答速度・ドリフト・雑音レベル・精度・偏差誤差・バスライン変動の影響・基準厚み設定速度のいずれの性能もきわめてすぐれたもので、圧延ミLAGC用などにとくに有効である。装置の作成に当たりとくに配慮を施した測定方式・検出器・測定回路・線源制御回路・基準クサビ設定回路等の構成方法・方式の解析・総合性能等について概説する。



UDC.621.316.57.064.25

6-FK形小形タンク形油シャ断器

勝田久登・竹内孝治

三菱電機技報 Vol.41・No.4・P 559～567

まったく新しい構想のもとに設計し、研究試験を繰返し行ない、量産品に対し厳密な形式試験を実施し、標準機種として目下多販中の、7.2kV級、100MVAおよび150MVA小形OCBの特質を述べる。上部フレームに回転中心軸を設け、可動コンタクトをこの軸を中心の円弧状に構成し回転により開閉を行なうと、回路の磁気エネルギーの変化がなく、回転方向に電磁的機械力は発生せず、投入容量を軽妙な操作機構で厳密に保証できる。また急速に高圧力になる激発消弧室とアークがガス逸出口へ、自力駆動される主回路配置の採用により、短絡電流範囲でシャ断第一相のアーク時間を0.5サイクル以下に短縮し、全シャ断時間を2サイクルにおさめた。油量は17ℓおよび20ℓである。



UDC.621.397.6

XT-101形X線テレビジョン

道家昭彦・堀 高明・宮原武見

三菱電機技報 Vol.41・No.4・P 541～545

従来の装置が大形・高価であるほか、取扱および保守の面で100%の性能を出し得なかったものが多く、そのためにX線テレビの普及がはばまれていたが、この点を改善するために開発された小形安価なトランジスタ化X線テレビの概要について述べている。

X線テレビの特質として、被写体が非常に暗い、コントラストが低いことから初段増幅回路にニュービスタを使用しS/Nの改善を計り、テレビ画面と眼との距離が近いため走査線数を525本から625本に増し、取扱者がテレビのしろうと(素人)であるためツマミの数を最小限にしているなど、設計上注意した点について述べ、さらに撮像管の選択、レンズ系の改善など今後改良されるべき問題点についてふれている。



UDC.621.396.673/.677

15Gc超多重伝送用カセグレン空中線

香川 哲・山内秀男・高松泰男

三菱電機技報 Vol.41・No.2・P 568～572

日本電信電話公社で実用化を計画している15Gc帯短距離無線中継方式用の空中線として初めてカセグレン方式を用い、試作実験結果十分な性能が得られた。この空中線の設計においては、とくに入力電圧定在波比が小さくなるように留意し、放射指向特性および利得についても考慮している。開口直径3.3m、開口角90度のパラボラ反射鏡を用いたとき、周波数14.9Gcにおける利得は51.8dBであり、周波数範囲14.4～15.4Gcにわたり入力電圧定在波比は1.055以下である。



「三菱電機技報」アブストラクト

UDC. 621.382.3:621.318.57:621.374

シリコン制御整流素子のスイッチング特性と応用上の問題 (3)

船川 繁・飯田・隆彦・小嶋鈴夫

三菱電機技報 Vol.41・No.4・P 626～632

サイリスタの直流回路応用で最も重要なターンオフ時間について述べた。
ターンオフ時間の短いサイリスタの製法、ターンオフ機構、その測定回路および諸パラメータの影響を示した。とくに回路設計者にとって興味のある、諸パラメータの依存性については機種別にその傾向を詳しく説明した。
一般にターンオフ時間の短いサイリスタほど諸パラメータの依存性は少ない



植物育成用ケイ光ランプ「ルミ・グリーン」

大田 重吉*・山崎 清司*

“Lumi Green” New Fluorescent Lamp for Plant Growth

Ōfuna Works Jyūkichi ŌTA・Seiji YAMAZAKI

Agriculture in Japan has made great strides these days. A crop available from unit area of the arable land is on the sharp increase on account of painstaking efforts and ingenious contrivances on the part of a farming community. There are several types of lamps for plant growth, but relatively little progress has been made known. Under the circumstances, new type fluorescent lamps, “Lumi green” have been introduced by Mitsubishi. They are very effective in helping plants grow as compared with other fluorescent or incandescent lights. When these lamps are used in vinyl houses, green houses, climatology rooms and water tanks of tropical fish, marked results are observed in the plant growth and fish culture. A 40 watt “Lumi green” units blue and red light, combined 2.5 times that of an ordinary white lamp and accelerate the assimilating reaction of the plant.

1. ま え が き

最近のわが国における農業は急速に進展して、単位農耕面積当たりの収穫量の急増はすばらしいものである。その努力の一端として要求され、まだ未開拓域と見られているのが光の方面である。ここにおいてそ菜の早期育成、室内花樹の育成および観賞とか、地下人工照明グリーンベルトの植物保全用光源として、特殊に設計されたケイ光ランプ——植物育成用ケイ光ランプが、とみに話題となってきた。現在ではその効用について各方面で盛んに研究され、また幾多の報告も発表されている。当社においては、この要望に十分適合した高効率の出力を有した植物育成用ケイ光ランプ——ルミグリーンを完成した。ここでその概要を紹介する。

2. 光と植物栽培の沿革

先カンブリア期に創生した生物はモ類で、これらによって生物的な地球の歴史が開幕されてくる。その後約10億年を経た現在、幾多の生物が発生・消滅・進化を繰返して現代に至っている。その間自然の環境にそれぞれとうたされ、それに最も順応した形態生物が現存している。生物歴史の最古に位置する植物も同じ過程を経ているものであり、その進化の動きははなはだ興味深い。ゆえに一般的に言って太陽光線が最も適合していると言えるわけである。一方人類の知識の追求技術が進展した現代では、光の質を分解してみた場合、植物にとって比較的不要とみられる光もあることが知られてきた。それは人工光線の進歩によってそれぞれ実証的に研究され、また生物学的にみておそらくこうであろうという思想の根本がはあくされなかったからである。人工光源のみで行なわれた植物栽培の歴史は、1949年ごろから始まり幾多の興味深い問題が提供されている⁽¹⁾。そのころはアーク灯とか白熱電球が光源として用いられていたが、その後約10年経過してケイ光ランプを用いた研究が行なわれた。これによりある程度の解析的な研究が進展したが、一般市販の種類のケイ光ランプが採用されているにとどまった。わが国において、1960年に暖地ビートの生育用としてのケイ光ランプが開発試用されたのが、植物用としてとくに設計されたケイ光ランプのおそらく最初であろう⁽²⁾。約3年おくれで、米国でもっと普遍的な意味を有した植物生育用のランプが発表された。前者後者に共に特長があった。一般的にケイ光

ランプは、効率（一般的な照度）がよく、電力経費が安い、光色が比較的簡単に調整しうる、放射熱量が少ない、寿命が白熱電球の6倍以上もある、放射面積が大きいのでよい照射均整度が得られやすい等の利点があるので、現在白熱電球の消費伸び率を上回った伸び率を示している。しかし初期設備費が高いことおよびパワーが一定限度内に制限されると言う欠点もある。総合的にみてその立地条件および効率・質的問題・経済性を検討のうえ Case by Case に是非論を展開すべきものである。

3. 植物と光との生理的な関係

植物と光との関係については葉緑素を媒体とした光合成反応、および光子による光感色素の刺激反応の創生に結合されるものである。前者は葉緑素が水と炭酸ガスが光の存在下で同化作用を行ない、炭水化物（澱粉とか多糖類）の合成を行なうことを意味し、後者は現在の研究の焦点となっている問題で、葉体内に含まれている多種少量の光感色素群の光刺激による電子移動従属反応を対象としている。またこれを植物の生体的観点からみると、前者は生体生育として、後者は分岐・蕾花・花色および結実等の生体過程をつかさどるものと考えられる。葉緑素を媒体とする光合成反応は、現在2段階にわかれていること、その循環反応系列も大体わかってきている現状であり、その反応式を最終的にまとめると次の式になる。

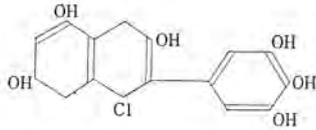


このように各因子がその葉体周囲に十分存在すると生体生育が可能と言うことになる。ただ光量がわずかでもよいもの、また多量にないと進行しないものだが、その葉面構成差によって、植物の種類を変えている。そこで植物によって陽性・陰性またその中間性と類別され、品種別にそれぞれ光量を平均日長間でどれだけ必要かということ（補償点と言われている）と結び付けられ、ある範囲までわかってきたのが現状である。

4. 植物に関する分光学的光源の進展

例として被子植物をとれば、その生育過程はハ(播)種・発根・発芽・育莖・育葉・分岐・開花・閉花・休眠の過程をとり、それぞれの場合に光との関係が成立する。またモ類とか、キノコ類のように胞子過程・成体過程において光との関係が、それぞれある

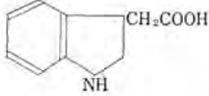
(2)アントシアニン



(3)カロチン C₄₀H₅₀

α-カロチン15%, β-カロチン85%, γ-カロチン0.1%

(4)ヘテロオキシシン



8. 植物育成用ケイ光ランプ「ルミグリーン」

光源の分光エネルギー分布を葉緑素(クロロフィル A)の吸光曲線に適合させつつ、その他の感光色素の光吸収もある程度満足させるように設計したのが図 8. 1 の曲線で示されるケイ光ランプである。その特性を表 8. 1 に、ランプ諸元を表 8. 2 に示した、表 8. 3 は FL-40 ランプ 1 本より放射される青光と赤光の比および全可視光に対する有効な青光と赤光の比率を示したものである。表より明らかのように植物育成用として必要な青光+赤光が一般の白色

表 8. 1 諸特性表
Table. 8. 1 List of performance.

形式記号	全光束 (lm)	可視光エネルギー (W)	青光(380~450nm)エネルギー (W)	赤光(630~670nm)エネルギー (W)	青光+赤光エネルギー (W)	青+赤エネルギー/(W)
FL-10 PG	180	1.35	0.55	0.38	0.93	0.093
FL-15 SPG	270	2.02	0.82	0.58	1.40	0.093
FL-20 SPG	440	3.30	1.34	0.95	2.29	0.105
FL-40 SPG	1,130	8.45	3.43	2.43	5.86	0.147
FL-40 SD	2,850	9.25	2.14	0.60	2.74	0.069
FL-40 SW	3,300	9.35	1.72	0.83	2.55	0.064
IL-100	1,400	3.38	0.18	0.87	1.05	0.011

表 8. 2 ランプ諸元
Table. 8. 2 Various items of lamps.

形式記号	大きさ (W)	長さ (mm)	管径 (mm)	ランプ電流 (A)	定格電圧 (V)
FL-10 PG	10	330	25	0.23	100
FL-15 SPG	15	436	25	0.30	100
FL-20 SPG	20	580	32	0.36	100
FL-40 SPG	40	1,198	32	0.42	200

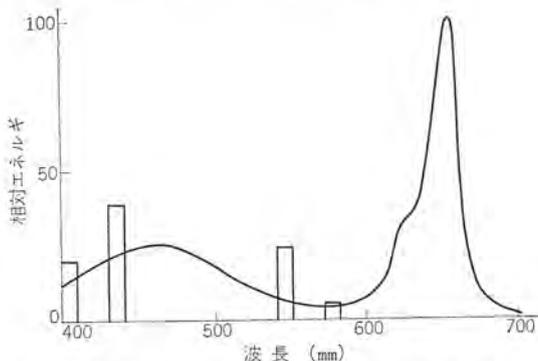


図 8. 1 ルミグリーンケイ光ランプの分光エネルギー分布
Fig. 8. 1 Emission spectrum of "Lumi-green" fluorescent lamp.

ランプにくらべて 2.5 倍、昼光色ランプにくらべて 2.3 倍と多く放射されている。また青光は絶対値で約 2 倍、赤光は 4 倍放射されている。このルミグリーンは赤光ピークが 658 nm に、青光ピークは 450 nm になるように設計されていて、それぞれ効率の高い明るいケイ光体がとくに使用されている。また普通人間の視感度係数のかかった照度(単位ルクス)が明るさの測定に用いられているので、ルミグリーンを使用した場合の 1ルクス当たりの青光、赤光および可視光線のエネルギー値を他の一般照明用ケイ光ランプとともに表 8. 4 に示した。

この場合実用的な意味で有効であるが光源側の分光エネルギー分布が変っているとこの値は使用できない。

このルミグリーンには次のような用途がある。

(a) 植物栽培室用

太陽光線のない所か、はなはだ少ない部屋の中の植物育成栽培が行なわれる。また熱帯魚ツウ(槽)のような太陽光線を忌避するところの水モ(藻)育成に利用される。また大学実験室とか室内グリーンハウスのようなところの栽培、ビル地下室の植物栽培などに用いられる(図 8. 2 および図 8. 3)。

(b) 補助照射用光源

照射距離の選択が自由にできるから、日照不足の所で効果的に光エネルギー補充源として利用される。

(c) 照射時間の調整

電源の開閉により自由に照射時間をコントロールしうる利点がある。

(d) 植物病害の駆除

表 8. 3 青、赤光のエネルギー比(%)
Table. 8. 3 Energy ratio of blue and red light.

種別	青+赤/可視	青/可視	赤/可視	他/可視	青/青+赤	赤/青+赤
FL-40 SPG	69	41	29	30	59	41
FL-40 SD	30	23	7	70	78	22
FL-40 SW	27	18	9	73	67	33
IL-100	31	5	26	69	16	84

表 8. 4 1ルクス当たりのエネルギー(μW/cm²/lx)
Table. 8. 4 Energy per 1 lux (μW/cm²/lx).

形式記号	可視光	青光	赤光
FL-40 SPG	0.750	0.390	0.248
FL-40 SD	0.324	0.132	0.058
FL-40 SW	0.292	0.090	0.072
IL-100	0.242	0.013	0.620



図 8. 2 ビル地下室の植物栽培
Fig. 8. 2 Plant growing in a basement.



図 8.3 グリーンハウス内における植物栽培の研究
Fig. 8.3 Plant growing research in a greenhouse.

このランプで照射した今までの事例では、植物病害の発生が寡少で、かつ害虫がつかない利点が認められた。このことに対して現在のところ理由は不明であるがおもしろい利点と言えよう。

9. 開花抑制用ケイ光ランプ

これは純色ケイ光ランプと同様にシャ光顔料を内蔵したケイ光ランプ⁽⁹⁾で、その分光エネルギー分布は図9.1の曲線で示される。このランプは赤だいたい色光だけで520 nmより立ち上がり600 nmから670 nmまでに幅の広いピークを有するものである。このランプの対象は短日性植物、すなわち菊・シュカイドウ・ペコニア・コスモス・アスターなどである。これらの短日性植物は夜間照射を行ない、暗過程を短くすると成長が止まり、休眠状態となるので、必要ときに光源を切り、夜間を長くすると開花させることができる。これは切花業者にとって重要なことで、お正月のように花の需要期に市場へ有利に提供できることとなる。またこのランプは昭和35年に報告したように、暖地ビートの育成促進に、またノボリヅ・ストック・ペチュニア・マリーゴールドの育成に白熱電球・一般ケイ光灯照明の

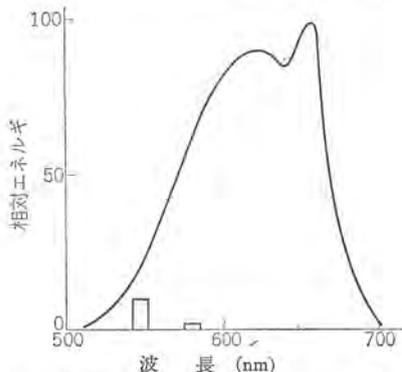


図 9.1 開花抑制用ケイ光ランプの分光エネルギー分布
Fig. 9.1 Emission spectrum of fluorescent lamp for delay in bloom.

表 9.1 特性表
Table 9.1 List of performance.

形式記号	大きさ (W)	ランプ電流 (A)	全光束 (lm)	主波長 (nm)	刺激純度 (Pe)	だいたい赤光 (690~700 nm) (W/本)
FL-20 YIR	20	0.375	400	594	0.999	1.55

場合より、花緑・葉柄・種子数などの促進が認められ、花として適正に栽培されることが立証されている。このランプの諸特性を表9.1に示した。

10. ケイ光ランプ器具と配光曲線

(1) 使用器具の例

表 10.1 使用器具の例
Table 10.1 Example of apparatus in practical use.

器具形式	ランプ大きさ	本数
P-104 R	FL-10	1
FH-2121	FL-20	1
FH-4141	FL-40	1
FH-4611	FL-40	1
FH-483	FL-40	3

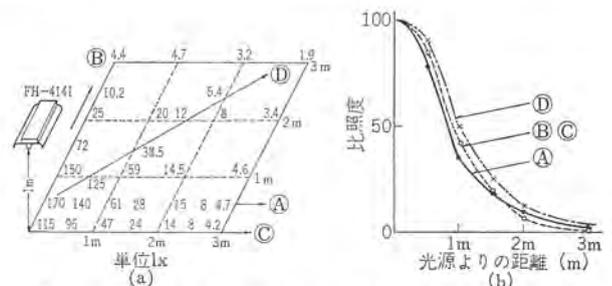


図 10.1 FH-4141 (高さ床面より 1m) の照度分布 (a) および照度曲線 (b)

Fig. 10.1 Illuminance distribution diagram (a) and normalized illuminance distribution curves (b) for FH-4141 (1 m height from floor)

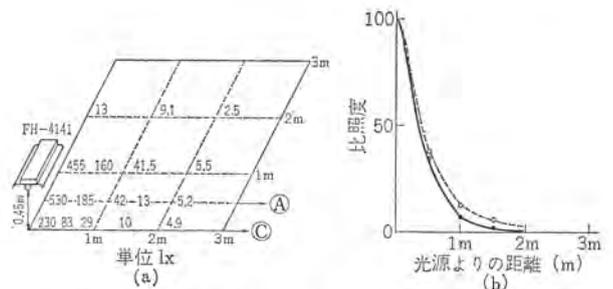


図 10.2 FH-4141 (高さ床面より 0.45 m) の照度分布 (a) と照度曲線 (b)

Fig. 10.2 Illuminance distribution diagram (a) and normalized illuminance distribution curves (b) for FH-4141 (0.45 m height from floor).

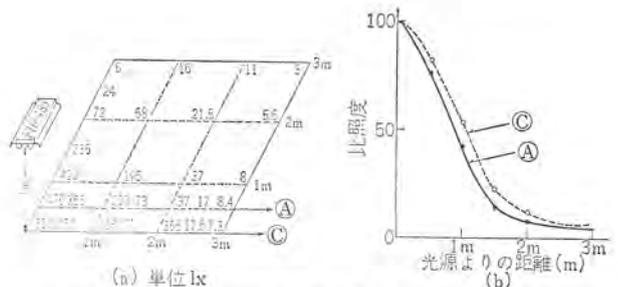


図 10.3 FH-483 (高さ床面より 1 m) の照度分布 (a) および照度曲線 (b)

Fig. 10.3 Illuminance distribution diagram (a) and normalized illuminance distribution curves (b) for FH-483 (1 m height from floor).

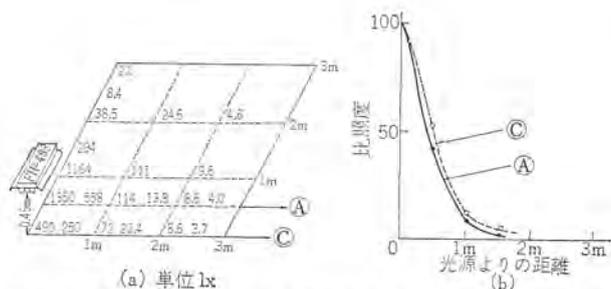


図 10.4 FH-483 (高さ床面より 0.45 m) の照度分布 (a) および照度曲線 (b)
 Fig. 10.4 Illuminance distribution diagram (a) and normalized illuminance distribution curves (b) for FH-483 (0.45 m height from floor).

- (2) 照度分布および照度分布曲線
- (a) FH-4141 (高さ床面より 1 m)
 - (b) FH-4141 (高さ床面より 0.45 m)
 - (c) FH-483 (高さ床面より 1 m)
 - (d) FH-483 (高さ床面より 0.45 m)

11. む す び

ケイ光ランプの新しい分野として着目されはじめたこのケイ光ランプ「ルミグリーン」は、各地の農業関係者によって実用試験と普及の

努力がはらわれている。その特異な発光分布は美しい色彩を要望される個所（果物店照明・生肉店照明・花屋照明とか熱帯魚ツウ照明など）にも用いられている。

今後は農業業界をはじめ新しい観賞用光源としての開発と販路が期待されるものであろう。終りに際してご指導、ご協力をいただいた諸兄に深甚の謝意を申し上げる。

参 考 文 献

- (1) M. W. Parker, H. A. Brothwick : Growth and Composition of Biloxi Soybean Growth in a Controlled Environment with Radiation from Different Carbon-Arc Sources, *Plantphysical* 24, P 345~358 (1949)
- (2) 大橋, 岡本, 大田 : 「三菱電機」 34, 6 (昭 35)
- (3) 児玉, 赤崎 : 農電研, 64011 (昭 39)
- (4) 尾形 : 感光色素とその応用 (昭 22)
- (5) 大房, 荒木 : 第 2 回生物環境調節研究集会
- (6) 日本植物生理学会, 第 5 回シンポジウム会報
- (7) E. D. Bickford : IES, National Technical Conference (1964)
- (8) 中谷, 下茂 : 農電研報 1 (昭 36)
- (9) 大田 : 「三菱電機」 32, 9, 24 (昭 33)

MELCOM-3100 ソフトウェア (1)

—モデル 10 プログラムの概要—

嶋村 和也*・首藤 勝*・藤井 護*・中山 俊英*

MELCOM-3100 Software (1)

—General Description of Basic Programming System—

Kamakura Works Kazuya SHIMAMURA・Masaru SUDO・Mamoru FUJII・Toshihide NAKAYAMA

MELCOM-3100 designates a series of computers designed for both business and scientific uses with an aim of operation in the range from small scale batch processes to large scale total processes. MELCOM-3100 software is intended for covering the foregoing applications with its powerful operating systems, composed of various kinds of functional elements such as Supervisor, Job Processor, Program Loader, I/O Controller, System Maintenance Program, Compilers, Assembler and Utility Programs.

Herein is described the Operating System for MELCOM-3100 Model-10 with attention concentrated on the design philosophy, and the mode of job streams processed by the system.

1. ま え が き

MELCOM-3100 は、バッチ処理からオンライン・リアルタイム処理までをカバーする、現代の最高度の技術を駆使する、という根本的な考え方に基いて設計されたファミリー・シリーズの計算機であり、小形の構成から現代の最高級の性能のソフトウェアが使用できること、小構成モデルから大構成モデルへの移行がハードウェア、ソフトウェア両面ともまったくスムーズにできることなどの特長をもっている。

本文では MELCOM-3100 ソフトウェアシステムの第 1 報として、MELCOM-3100 モデル 10 のテープシステム (10 T と通称される) のソフトウェアについて概要説明する。ソフトウェアシステムの体系的説明から、おのおのの細部までにあたる説明を一編の稿にまとめることはとうてい不可能なので、本文ではモデル 10 T 用のオペレーティングシステムの説明を中心とする。ほかの構成のモデルのためのソフトウェアの概説、各プログラムの内容説明などは別稿にゆずることとする。

2. MELCOM-3100 システムシリーズの設計思想

MELCOM-3100 システムシリーズの設計の時期に検討されたかぎりの事項の中から、製品として発表されるときまでに蓄積したもののうち、ソフトウェアシステムの構成ととくに関係が深いものは次の 3 件である。

- (1) バッチ処理からオンライン・リアルタイム処理まで
- (2) 最小構成から五体健全な機能を備える
- (3) 拡張性の保持

ほかにも技術上問題になるものがあるが、話の根幹を明確にし進めるためにここではこの 3 件に着目する。上のうち (1) はこことばかりである。(2) は MELCOM-3100 発表の時点では MELCOM にのみあった特長であり、最小の構成から優秀なソフトウェアが高効率かつ便利な用法で使用できるということに通じる。もちろんこれはハードウェアの裏付けあってのことであるが、プログラム処理の道具として COBOL と FORTRAN を文法仕様が充実しており、コンパイル速度が大きくかつオブジェクトプログラムの空間的および時間的効率のよいものという、虫のよい要求をみたくこと、しかもそれらを進歩したオペレーティングシステムとして使いこなすこと、これを最小構成から可能にすることを具体的な目標とした。

(3) はモデル 10、30、50 への移行がソフトウェア的にもスムーズにいくことを意味する。

本稿は小構成のモデル 10 の磁気テープを外部メモリとするシステム (MELCOM-3100-10 T) 用のソフトウェアの概説であるので、主として上記の (2) の実体を示すことを目標とし、他は続編にゆずる。

3. MELCOM-3100-10 T ソフトウェアの体系

MELCOM-3100 のモデル 10 T と略称するシステムの標準的なハードウェア構成は

(1) コアメモリ	24K 字
(2) タイプライタ	1 台
(3) カードリーダー	1 台
(4) カードパンチ	1 台
(5) ラインプリンタ	1 台
(6) 磁気テープ装置	4~8 台

を接続したもので、図 3.1 に示すブロック図に対応するものである。コアメモリは、49K 字、88K 字への増設が可能である。

ソフトウェアとしては、カードパンチを省略した構成でも動作させる

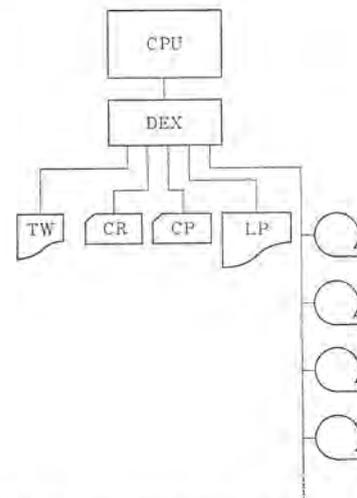


図 3.1 MELCOM-3100-10 T の構成
Fig. 3.1 System configuration of MELCOM-3100-10 T.

ことが可能で、この場合は機械からカードに情報を出さない、いわゆるノンパンチシステムとなる。さらに上記以外に紙テープ装置などを付加することも自由である。

計算機が高速化して周辺機器も増大、複雑化するにつれて、プログラム作成および計算機のオペレーションに関して種々の問題が生じる。プログラムに関しては、とくに周辺機器を能率よく使用するプログラムを直接作することは非常に困難になる傾向があり、オペレーションに関しては、オペレータの準備時間と実際に計算機が働く時間の比が大きくなる傾向がある。これらの問題に対処するためには、プログラミングを容易にし、オペレータの介入を少なくするための方策を準備する必要がある。

また、計算機処理の対象となる業務が大規模化、複雑化するにつれて、必要となるプログラムの量は増大し、多人数の協同作業でプログラミング、オペレーションともに処理することが必要となり、それに対処するためにはプログラミングの方式、オペレーションの手順、異常状態発生時の表示および回復手順などの標準化を行なう必要がある。

これらの要求をみたし、計算機システムを有効に利用することを目的として、MELCOM-3100-10 T では、ソフトウェアとハードウェアを総合的に管理するオペレーティングシステムを採用している。

MELCOM-3100-10 T オペレーティングシステムは図 3. 2 に示されるように、コントロールプログラムとプロセッシングプログラムから構成される。

コントロールプログラムは、システムスーパバイザとジョブプロセッサからなり、プログラムやデータのメモリへの出し入れ、実行の制御、割り込みや異常事態の処理、ジョブの処理、オペレータとシステムの会話などを受けもつ。プロセッシングプログラムには COBOL, FORTRAN などのコンパイラ、MACRO-CODER, アセンブラ, SORT, MERGE, その他のユーティリティプログラム, LP, PERT などの応用プログラムがあり、さらにユーザによって作られた計算処理用のプログラムもこの中にはいる。

オペレーティングシステムがコントロールプログラムとプロセッシングプログラムから構成されるということは、現在ほぼ通例となっている仕方で、コントロールプログラムに属する種々の機能を持つ部分の制御のもとに所要のプロセッシングプログラムが呼び出されて働くことを、この場合も意味する。

MELCOM-3100-10 T オペレーティングシステムは、図 3. 1 に示したモデル 10 の最小構成システムから完全に稼動する点が、他にみられない特長である。

MELCOM-3100-10 T ソフトウェアとして、すべてのプロセッシングプロ

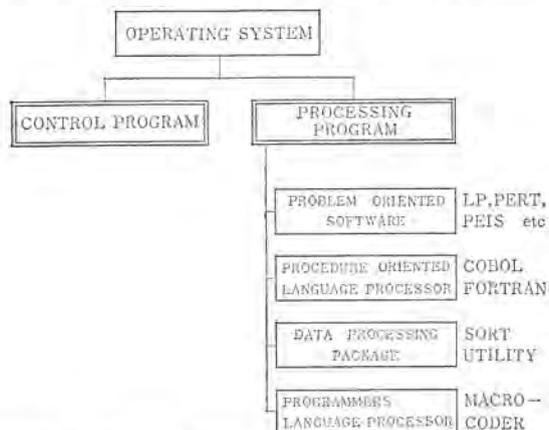


図 3. 2 MELCOM-3100-10 T オペレーティングシステムの構成
Fig. 3.2 MELCOM-3100-10 T operating system.

グラムがオペレーティングシステムの系列下で働くばかりでなく、必要があれば1個のプロセッシングプログラムを単発的に働かせることも可能にしてある。このような使い方の場合をオペレーティングシステムの場合と区別するためにベーシックシステムと呼び、ベーシックシステム用のコントロールプログラムをとりそろえてある。

図 3. 2 に示したオペレーティングシステムの体系は、今日ではとくに目あたらしいものでないといえる。MELCOM の場合には、MELCOM-1530 のオペレーティングシステムが完全に整理された形ではなかったが、すでにこれに近い図になる体系をもっていた。

個々の計算機、または個々のモデルのために構成されたオペレーティングシステムの特徴を決めるのは、このような類形にはいるおののもの、各要素の機能の深さである。MELCOM-3100-10 T オペレーティングシステムの機能の範囲、処理のパターンなどについて次章以下に説明する。

4. MELCOM-3100-10 T オペレーティングシステム

4.1 基本的な考え方

オペレーティングシステムは本来計算機のハードウェアと基本的なソフトウェアに加えて、計算機使用者のシステムとが一体となってはじめて活きるものである。計算機メカから一方的に“これがこの機械のオペレーティングシステムでございます”と供給されてこと足りるとは必ずしもいえない。たとえていえば衣服のようなものであり、レディメイドのものだけでどのお客様にも満足していただけるはずはない。

計算機の中にも特定の客先を対象として作られるものがあり、作業のパターンが一定である場合には、オペレーティングシステムもメカと客先とで相談ずくで作りあげているというケースがある。しかしながら、かなり広い範囲の事務用、科学用、総合処理の要求を満たそうという意図で作られる商用計算機の場合には、多数の多様な客先のシステム、使用法に適応していかなければならないので、上述のような一品料理はできないのである。

しかし一方、街頭の首つり背広がけっこう受け入れられている事実、またステレオや電気冷蔵庫のようなものが、あるいは乗用車が、メカ指定の使用法でたいした不自由なく活用されていることから類推して、計算機がどんどん普及するにつれてオペレーティングシステムなども何種類かのパターンにわかれてメカ品がそのまま受け入れられるに至ることが考えられる。現在はまだオペレーティングシステムのパターンの追求が落着くには遅い段階であるので、ハードウェアの構成、システムの価格なども考え合わせて、ある点で妥協せざるを得ないといえよう。

メカとしては一応標準的なものを提供して、flexible な部分を残しておき、使用者の個別な要求をみたした状態での動作を可能にするとともに、使用上の実態からのフィードバックによって、メカ自身がシステムを改善していく余地をシステムにもたせるという方法をとらざるを得ない。

さて、計算機による情報処理の実態を観察してみる。

たとえば MELCOM-3100 が事務処理の目的で使用される場合、使用者側のシステムの実情に合わせて、まず多数のプログラムが作られ、それが適宜組み合わせられてあるいは日ごとに、あるいは週ごとに、あるいは月ごとに使われるのが現状である。それらに対応して多数のデータが動かされ処理される。そしてまた、なんらかの事情によってシステム変更なり拡充なりが行なわれ、プログラムの修正や新作が行なわれる。



図 4.1 プログラム処理の過程
Fig. 4.1 Stages of process of computer programs.

このようにみえてくると、計算機の利用にはプログラムの処理が必ずつきまとう、プログラム処理の過程は図 4.1 のようになる。

「蛇」足かもしれないが図 4.1 の各段階に触れてみると、「投入」というのは新しく作ったソースプログラムを計算機システムに与えることで、その言語は COBOL, FORTRAN, そのほか種々考えられる、「変換」とはコンパイル、アセンブルなどである。その結果はたぶんオブジェクトプログラムの形となっていよう、それが必要に応じて「登録」され、必要に応じて呼び出されて「実行」されたり、適宜「編集」の操作をうけたりする。登録されるものはなにもこの系統内での変換の結果に限らないだろうし、ソースそのものであるかもしれない。

オペレーティングシステムは、与えられた計算機ハードウェア、記憶媒体をうまく利用して全体としてこのプログラム処理の過程をこなさねばならない。そしてここでいうプログラムとは、実はオペレーティングシステムを構成するシステムプログラムを含んでいたほうがよい。また、いままではプログラムのことばかりに触れてきたが、実務ではこれが主ではなくデータの処理がおもなのであり、通常プログラムとの結合は実行過程で生じるが、データの系統自体の一つのファイルシステムを構成する。これの取扱いがプログラム処理過程と密に関連を持ってオペレーティングシステムに反映されていなければならないのである。

MELCOM-3100-10 T オペレーティングシステムでの処理の範囲をどのようにとるか、諸般の環境条件との関連の上で決めることが、基本設計ということになる。

MELCOM-3100 は、MELCOM-1530 の跡継ぎとして当社が発売する機種であり、同じラインに沿うということのために、使用上の外部仕様について MELCOM-3100 は MELCOM-1530 の影響を相当程度受けることになった。

オペレーティングシステムについては、MELCOM-1530 のものの考え方が発展的に生かされている。MELCOM-1530 オペレーティングシステムがシステムプログラムの積みあがの極致として作られていたのに対して MELCOM-3100 では、最初からオペレーティングシステムとして体系をまとめる方針をとれたために、内容的には相当程度充実させることができた。

MELCOM-3100 はファミリーマシンであり、モデル 10, 30, 50 と機能拡充できる設計になっており、とくに入出力チャネル関係については最小構成から最大構成までかなりのへだたりがある。これを統一的に扱い、かつ MELCOM-1530 と MELCOM-3100-10 T との間のユーザープログラムの流用性をできるだけ保つという点が MELCOM-3100-10 ソフトウェアの設計上の問題点となった。

さらに開発に許される時間と入力制限の問題がある。これらを解決するために種々の方法をとったが、その一つとしてほかの機械を活用してソフトウェアを作る方法を用いた。

結局、MELCOM-3100-10 T オペレーティングシステムでの処理の範囲または方式として、次のようなものが主体としてとられることになった。

- (1) 磁気テープ、カード、および紙テープのデータファイル処理
- (2) MELCOM-3100-10 T 最小構成、メモリ 24 kc から実動
- (3) 最小構成システムで充実した COBOL, FORTRAN 使用

可能

(4) プログラム処理過程のうち編集の機能を省き、したがってオブジェクトはアブソリュートとする

(5) アセンブルのソース言語レベル以上で MELCOM-1530 との共通性を可能な限り保つ

(6) 小構成、かつハードウェア上の機能から、10 T 標準システムではオンライン処理機能を省いた。

これらのうち(2), (3)は特記すべき長所である。(4), (6)はこの規模の計算機である限り機能としてこれで十分であるが、この機械を特殊な用途に使用するときには短所となり得る。これらについてはさらに上級のモデルにゆだねねばならない。

4.2 機能の概略

MELCOM-3100-10 T オペレーティングシステムのもつ機能を列記すると次のようになる。

(1) プログラムの連続処理

タイプライタ、磁気テープ装置、カードリーダーから与えられる制御情報に従って、下記の処理を連続的に実行する。

(a) コンパイル

COBOL, FORTRAN のソースプログラムを読みとり、コンパイル処理してオブジェクトプログラムを出す。入出力の媒体はカード、磁気テープのどちらでもよい。コンパイル処理の後ただちに実行に移ることもできる。オブジェクトプログラムとしてはプライマリ、セカンダリの 2 種の形があるが、ここでは詳しく触れない。

(b) アセンブル

MACRO-CODER のソースプログラムを読みとり、アセンブル処理してオブジェクトプログラムを出す。入出力の媒体、アセンブル後実行に移れることはコンパイルの場合と同様である。

(c) システムテープに書かれているプログラムの実行

先に述べた応用プログラム、ユーティリティ類、およびユーザープログラムでシステムテープに書き込む処置をとったものについては、適宜それら呼び出して実行することができる。

(d) オブジェクトプログラムの実行

カード、磁気テープの形で得られているオブジェクトプログラムをメモリに入れて実行することができる。

(2) プログラムの監視

システムとオペレータの間の会話の手段としてタイプライタが使用される。通常はオペレーティングシステムからジョブの進行状況を逐次メッセージプリントによって知らせる。これによりオペレータは作業の進みぐあいを知ることができ、またときにはシステムからオペレータに制御が依頼されたり、あるいはオペレータが強引にジョブを中断させたりといったことが容易にできる。

(3) 機械の誤動作に対する処置

機械の誤動作、とくに入出力装置のそれの多くのものに対しては、ソフトウェアによってある程度くり返しなどの手段でカバーしているが、それで救えぬような異常が発生したときには、オペレーティングシステムが解析をして異常の原因をメッセージとしてタイプライタに出し、オペレータに制御を依頼する。

(4) プログラム実行再開の処置

長時間を要するプログラムでは、プログラム実行中の適当な切れ目ごとにその時点のシステムの状態(メモリの内容、各磁気テープの位置など)を所定のテープに控えておく方法をとる。機械の異常、操作ミス、時間切れなどの原因でプログラム実行の続行が不可能になった場合、直前に控えた情報を利用してその時点の状態を復元

し、プログラム実行再開を行なうことができる。

(5) オーバレイ

プログラムが一度にメモリにはいきらぬ場合にそれを適当な大きさに区切って別々にコンパイル、またはアセンブルして実行時につなぎ合わせて処理することが考慮されている。ただし、これを本格的にやるにはプログラム編集の機能が必要となるので、10Tオペレーティングシステムでは部分的な機能であるにすぎない。

(6) システム更新

システム更新用のプログラムを用いることによって、プログラムをシステムに登録すること、システム自身の機能拡張をすることができる。

4.3 プログラム処理の過程

基本的な考え方の節で、MELCOM-3100-10Tオペレーティングシステムの処理の範囲として編集機能を除外することを説明した。したがってプログラム処理の過程としては次のようになる。

投入—変換—登録—実行

大体この線に沿って処理されるのであるが、実行過程は必ずしも登録されたプログラムばかりではない。変換過程からの出力であるオブジェクトプログラムも登録処置されたオブジェクトプログラムも実行可能である。この場合両者の形、扱いに少し相違があるので、前者をプライマリオブジェクト、後者をセカンダリオブジェクトと名付けている。これらの関係をつける道具と上述の処理過程とを簡単に示すと図4.2のようになる。

実際には、プログラムの媒体がカードか磁気テープかによって、また変換の道具が多種あることによってもう少し複雑である。プログラム処理の系統を図にするならば、図4.3のように描くのが適切であろう。

図4.2および図4.3で2重の箱形で示した部分は、機械(MELCOM-3100)を使用する過程で、そのとき使う道具となるプログラムの名前が箱の中に記入してある。図中にある

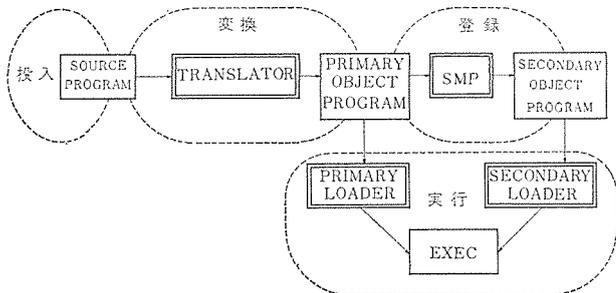


図 4.2 MELCOM-3100-10 T でのプログラム処理過程
Fig. 4.2 Process of programs in MELCOM-3100-10 T.

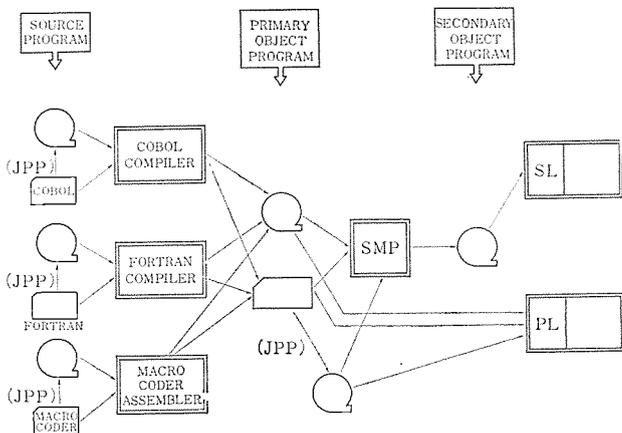


図 4.3 MELCOM-3100-10 T でのプログラム処理過程
Fig. 4.3 Process of programs in MELCOM-3100-10 T.

JOB PREPARATION PROGRAM (JPP)
SYSTEM MAINTENANCE PROGRAM (SMP)
PRIMARY LOADER
SECONDARY LOADER

はすべてオペレーティングシステムの中の一つの部分プログラムである。カードパンチを接続しない構成の場合は、プライマリオブジェクトは磁気テープの形だけとなり、図4.3は図4.4のようになる。

ここに説明したのは1個のプログラムがどのようにシステムに与えられ処理されるかという過程である。現実には計算機のジョブは連続処理されるのが通例となる。ジョブが構成され処理される様相について以下に説明する。

4.4 ジョブの構成と処理

4.4.1 オペレーティングシステムへの入力

オペレーティングシステムは数多くのジョブを自動的に連続して処理していく。そのためには次に行なうジョブの内容と処理方法に関する

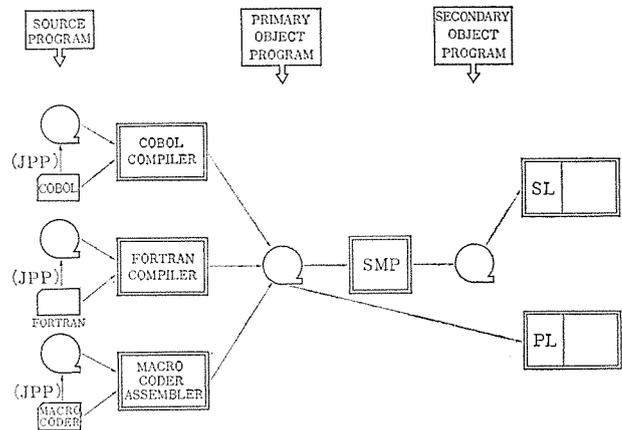


図 4.4 Non-Punch System でのプログラム処理過程
Fig. 4.4 Processes of programs in Non-Punch System.

表 4.1 主要 Control statement 一覧表
Table 4.1 General form of control statements.

(a) Non Executable Statement

(1)	/// DATE, year/month/day.
(2)	/// PAUSE.
(3)	/// USW, a1a2a3a4a5a6. b1b2b3b4b5. c1c2c3c4c5.

(b) Executable Statement

(4)	/// COMPILE, {FORTRAN}, {MAGTAPE}, {PAPER}, {CARD}, {GO}, {NOGO}.
(5)	/// ASSEMBLE, MCODER, {MAGTAPE}, {PAPER}, {CARD}, {GO}, {NOGO}.
(6)	/// CALL, program name, t, *3 {DUMP}, {NON}, {PATCH}, {NOPATCH}, {GO}, {NOGO}.
(7)	/// EXECUTE, {CARD}, {MAGTAPE}, {DUMP}, {DDT}, {NON}, {PATCH}, {NOPATCH}, {GO}, {NOGO}.
(8)	/// {COMPILE}, {ASSEMBLE}, .RESTART., {GO}, {NOGO}.
(9)	/// RERUN, a b c, n. *4

注 *1 リスティング指定
第1ケタ: assemble list
第2ケタ: subroutine list
第3ケタ: symbol list
*2 カード・パンチ指定
第1ケタ: object card
第2ケタ: source card
*3 t: テープ・ユニット番号
*4 a: チェネル・アドレス
b: コントローラ・アドレス
c: ユニット・アドレス
n: CKPT identification number

る情報を与えられなければならない。これがシステムに対するジョブコントロールステートメントである。

MELCOM-3100-10 T のジョブコントロールステートメントは最初の3字が / / / であり、その次にオペレーションコードがあり、あとに必要なパラメータ類などを書き込む形をとっている。ジョブコントロールステートメントの一覧表を表4.1として掲げておく。

ジョブコントロールステートメントには、条件設定などをするためのもの(実行性でない)と、プロセスプログラムの実行を制御するためのもの(実行性のもの)とがある。

オペレーティングシステムへの入力は、上述のジョブコントロールステートメントとジョブの内容(プログラム)、対象(データ)などの組み合わせからなるジョブの集まりとして与えられる。実行性のジョブの構成を図4.5に示す。

4.4.2 カードベースとテープベース

上述のようなジョブはMELCOM-3100-10 T の場合、カードデッキの形で与えても磁気テープの形で与えてもよい。前者の場合カードベースのジョブ処理といい、後者の場合テープベースのジョブ処理と呼ぶ。カードの形のジョブをテープの形に移すための道具が前述のJPPである。

オペレーティングシステムで連続ジョブ処理をするときは図4.5に示した個々のジョブがたとえば図4.6のように集められてシステムに与えられる。図4.6はカードベースの例であるが、テープベースの場合には、これと同じ内容のものが入力テープから与えられることになる。

4.4.3 ジョブの処理

図4.6はオペレーティングシステムが処理すべき作業の手順(および材料)である。この入力の中にあるジョブコントロールステートメントを解釈して、それに対する準備(たとえばコンパイラをシステムテープから

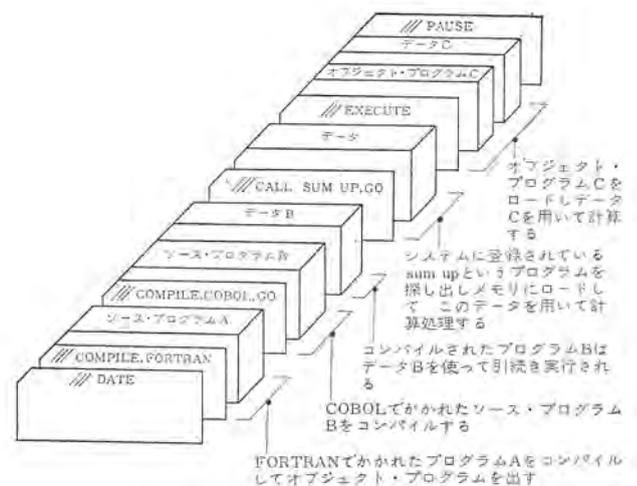


図4.6 カードベースの場合の連続ジョブの入力例
Fig. 4.6 Example of input to the system for card base sequential job processing.

呼び出すことなど)を受けもつジョブロセがシステムに属しており、必要に応じて呼ばれて働く。それにより、たとえば図4.6のような入力が与えられると先頭のジョブから順次処理を進め、最後のPAUSEステートメントのところまできて停止することになる。

また、前述の異常事態発生時にシステムが自動処理を止めてオペレータに制御を依頼するときにも、このジョブロセが働く。異常時にタイプライタからプリントするメッセージについては、オペレーティングシステム全体について統一的に定められている。

4.5 システムテープおよびその更新

MELCOM-3100-10 T オペレーティングシステムは、実際に客先に配布されるときには磁気テープの形をとる。テープの先頭にコントロールプログラム類が、次にコンパイラ、アセンブラの順で書かれている。他のプログラム類についてはカードデッキの形で配布され、使用者が必要に応じてシステムテープに入れることができる。そのための道具がSYSTEM MAINTENANCE PROGRAM (SMP)である。

SMPは、システムテープに登録された各種のライブラリを更新する機能とシステムテープを新しく作成する機能を持っている。また、セカンダリオブジェクトテープの作成にも使われることは前述のとおりである。更新の機能は

- INSERT
- REPLACE
- DELETE
- PATCH

である。対象となるシステムテープ中のライブラリとしては次のようなものがある。

- (1) プログラムライブラリ
機械語で表現されたプログラムの集まりで、システムテープにはすべてセカンダリオブジェクトの形で書かれている。これにはシステムプログラムはもちろん、ユーザプログラムも含まれる。
- (2) MACRO ライブラリ
ASSEMBLER 言語で表現されたマクロライブラリ・チェーンの集まりで、システムマクロとプログラマズマクロとがある。
- (3) PTC1 ライブラリ
紙テープコードの変換のための表の集まりである。
- (4) FDT ライブラリ
ファイル定義のための表の集まりである。

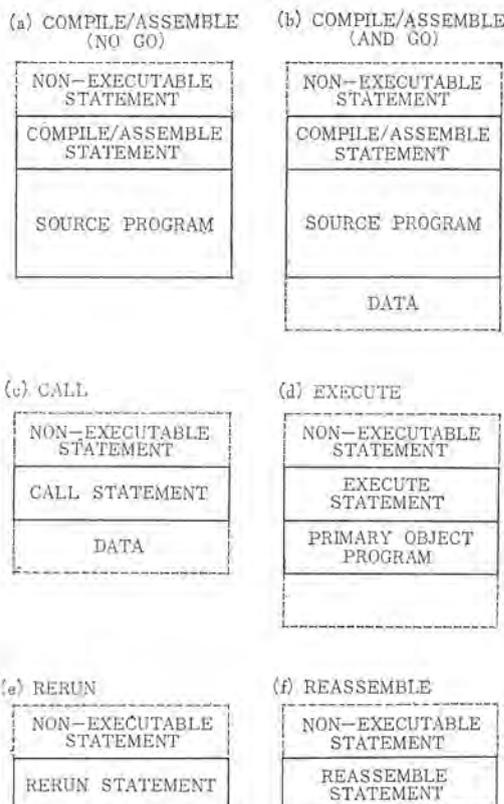


図4.5 実行性ジョブの構成
Fig. 4.5 Construction of executable job.

4.6 コントロールプログラム

コントロールプログラムは、オペレーティングシステムの中核であって、すべてのプロセッシングプログラムはコントロールプログラムの制御のもとに動作する。MELCOM-3100-10 T オペレーティングシステムのコントロールプログラムは、システムスーパーバイザ、ジョブプロセサ、およびデバイングルーチンからなっているが、ここではシステムスーパーバイザだけに触れる。

システムスーパーバイザは次の四つの機能を備え、おのおのを受けもつ小プログラムがあり、それらはハウスキーパによって制御されている。またこれらのうち大部分はコアメモリに常駐している。

- (1) プログラムをメモリに入れる機能
- (2) 入出力装置を制御し、メモリとの間のデータ転送をつかさどる機能
- (3) END OF JOB を処理する機能
- (4) INTERRUPT を処理する機能

5. プロセッシングプログラム

プロセッシングプログラムについては、3章、図 3.2 に示した分類のもとに各種のものを整備した。ここにそれらのおのおのについての

表 5.1 プロセッシングプログラム一覧
Table 5.1 List of processing programs.

分類	プログラム名	備考
COMPILER	COBOL	COBOL-61 単独のコンパイラ 1530-COBOL と共通性あり
	FORTRAN	FORTRAN-IV 形のコンパイラ 1530-FORTRAN と共通性あり
ASSEMBLER	MACRO-CODER	多彩なマクロを備えた基本語アセンブラ 1530-SIA と共通性あり
SORT	SORT-A	BALANCED SORT 2, 3, 4 WAY
	SORT-B	UNBALANCED SORT 2, 3, 4 WAY
UTILITY PACKAGE	CARD REPRO MULTI FILE COPY TAPE LISTER CARD LISTER HEADER DUMP TAPE COPY TAPE COMPARE TAPE DUMP OCTAL CARD TO TAPE TO PRINTER	
PROBLEM ORIENTED PROGRAM	PERT/TIME	イベント数 ≤ 2200 アクティビティ数 制限なし
	LP/NORMAL	制限式 ≤ 200 変数の数 < 1000
	LP/EXTENSION	制限式 ≤ 300 変数の数 < 1000 各種の拡張機能あり
	PEIS	LEVEL-BY-LEVEL 法による部品展開プログラム
	その他多数	
SCIENTIFIC PACKAGE	約 30 種のプログラム	FORTRAN プログラムのサブルーチンとして使用可能 線形、非線形代数、微分方程式、積分、フーリエ解析など

詳細を書く余裕がないので、一括してその概要を表 5.1 にまとめておく。その中のあるものについては稿を改めて詳細説明することになろう。

6. その他

6.1 システムの拡張性

冒頭に述べたように、MELCOM-3100 はファミリーシステムである。モデル 10, 30, 50 と展開されているが本文はそのうちのモデル 10 の、その中の磁気テープシステムのソフトウェアについて述べたにすぎない。モデル 30 および 50 のためのソフトウェアについては続稿として発表される予定であるが、そのほかにもモデル 10 でカード機器をはずして紙テープシステムを構成した例もある。そのほかにも MELCOM-3100 はそのスタンダードインターフェイスの特性を生かして種々の方面に応用されようとしている。

6.2 処理過程の拡充

MELCOM-3100-10 T オペレーティングシステムでは、モデル 10 T であるがゆえに前述のようにプログラム処理過程においていくつかの制限を加えて作られた。その制限の範囲内では基本的な問題は十分きわめてシステムが構成されている。また、各部分の設計にあたっては、できるだけ機能拡充の道をひらいてある。続稿 MELCOM-3100-30 T のソフトウェアにおいてはさらに広範囲かつ機能的に深い検討から、システムプログラム作成側としての Device Independence の考え方が根本的にとり入れられている。

6.3 再プログラミングの問題

MELCOM-3100-10 T ソフトウェア整備にあたっては、MELCOM-1530 で得た技術を最大限に活用した。たとえばアセンブラのソース言語で流用性をほぼ持たせることにより、アセンブラ言語で書いたプログラムの転用をスムーズに運ぶことができた。コンパイラ類の論理についてもほとんどが活用された。ハードウェアとして MELCOM-1530 はファミリーシステムとなり、とくに入出力構成の発展のためにアセンブラ言語レベルでも若干のずれが生じたが、その収拾策を確立し、自動変換用のプログラムを利用し、MELCOM-1530 を使用して MELCOM-3100 用ソフトウェア整備を進め、高能率、確実に作業を進め得た。

7. むすび

MELCOM-3100 システムシリーズのソフトウェアの第 1 報として、モデル 10 のテープシステムについて説明した。本稿ではオペレーティングシステムを中心としてとりあげ、内部のこまかい機能よりは外側からながめたときの形態、実用時における処理の流れに重点を置いた。さらに詳細な事項あるいは個々のプログラムの内容についてはそれぞれの説明を参照していただきたい。

MD-122 形 高速度 X 線 厚み 計

吉山 裕二*・小畑 甫*
村西 有三**・岸森 真通**

Type MD-122 High Speed X-Ray Thickness Gauges

Central Research Laboratory Yūji YOSHIYAMA・Hajime OBATA
Kōbe Works Yūzō MURANISHI・Masamichi KISHIMORI

Today iron and steel industry has made spectacular development in this country with productive facilities involving the latest technology. In the category of the rolling, automatic operation, high speed and high precision are coming in as indispensable requisites, the automatic thickness gauge playing a vital part therein. In the past Mitsubishi produced thickness gauges of two beam mechanical servo type and also of two beam deflection type using X-ray detector, phosphor and photoelectric multiplier tubes. Now newly completed X-ray thickness gauges have been introduced by a name of type MD-122 operating on a different detector and a measuring system from old designs. They have a very wide range of measurement, extremely quick response, high precision, low drift and small deviation errors. The article describes the new products.

1. ま え が き

近年のわが国鉄鋼産業の発展はまことに目ざましいものがあり、新規の設備は最新鋭の技術を集約させており、圧延部門においても自動圧延技術の高速・高精度化をますます要請してきている。この自動板厚制御装置の高性能化を推進させるためには、まず第一に検出端としての厚み測定装置の高性能化が必要となる。

高速圧延される各種ストリップを無接触・連続かつ非破壊的に測定するためには、各種原理の中でX線を応用した厚み計が最適であり、すでに圧延部門では広く使用されている。

当社ではかつて2ビームメカニカルサーボ方式の厚み計⁽¹⁾、X線検出器にケイ光物質、光電子増倍管を用いた2ビーム偏キ(倚)形厚み計⁽²⁾を製作納入し、好成績裏に実動中であるが、このたび、従前と異なる検出器・測定方式を用い、広い厚み測定範囲に対し、きわめて速い応答速度・高精度・低ドリフト、かつ偏差誤差の少ないX線厚み計を開発・完成した。

ここに今回作成したX線厚み計(MD-122形と称する)の概要について報告する。表1.1に作成仕様の例を示す。

表 1.1 X線厚み計の仕様例
Table 1.1 Example of thickness gauge specification.

項 目	仕 様
被測定板材質	冷間圧延鋼板
測定範囲	0~6 mm
偏差指示範囲	-200 μ~0~+250 μ
設定精度	最大測定厚みの±0.2%、または被測定厚みの±1%のいずれか小さい値、ただし最大測定厚みの±1%を限度とする。
応答速度	電気信号でステップ入力の63%応答は0.05秒以下
零ドリフト	最大測定厚みの±0.1%/8h以下
ノ イ ズ	最大測定厚みの±0.2%
AGC 信号	-10V~0~+10V

2. 測定方式と装置の構成

前項のような仕様例に対し、筆者などの採用した測定方式と装置の構成は次のとおりである。

図2.1にMD-122形X線厚み計の構成をブロック図で示す。X線源はX線管の管電圧を定電圧装置、管電流をSCR位相制御

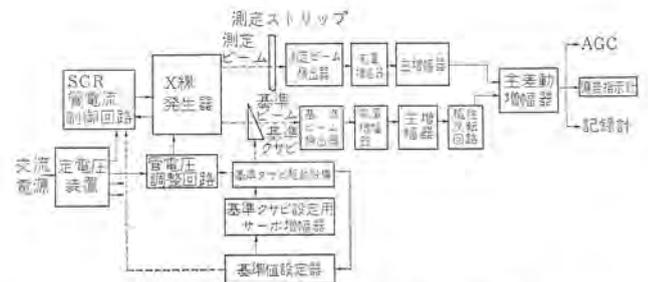


図 2.1 MD-122 形 X 線厚み計ブロック図
Fig. 2.1 Block diagram of MD-122 X-ray thickness gauge.

による閉ループ系で安定化し、測定すべきストリップの基準厚みに対応して偏差誤差が最小になるよう、管電圧・管電流を自動調整し、強度の安定したX線ビームを2本放射する。測定ビームは被測定ストリップを透過して測定用電離箱を照射し、また基準ビームは基準クサビ(楔)を透過して基準用電離箱を照射し、各電離箱の出力を電位計管とトランジスタ直流増幅器からなる2系列の前置増幅器および主増幅器で増幅する。一方の系列の主増幅器の後に極性反転回路をそう入し、その出力と他系列の主増幅器との出力の差を主差動増幅器で増幅し、偏差出力信号として指示計・記録計へ導き、またAGC信号として自動板厚制御装置へ導入する。

ストリップの基準値の設定は、手動設定基準抵抗群と基準クサビ連動ポテンシオメータからなる抵抗ブリッジ回路、トランジスタチョップ交流サーボ増幅器、基準クサビ駆動平衡電動機を組み合わせた位置サーボ系により手動で行ない、設定値を数字で操作盤に表示する。

記録計の紙送り速度は圧延速度と同期し、圧延コイル送りと記録結果が対応するようにしてある。

以上の測定方式と構成において、2ビーム偏差指示方式を採用したことが、単ビーム方式より精度・安定度の面で、はるかにすぐれるようにできることはもちろんであるが、この厚み計では、X線検出器として高安定・高感度・半永久寿命の円筒形電離箱を選び、低ドリフト・低雑音の偏差増幅回路を構成し、時定数減少のための電離箱・前置増幅器間の結合方法を考慮した。また線源変動による雑音分を減少させるための、速い応答速度のSCR使用の線源制御、2系列前置増幅器による2ビーム検出器感度調整、偏差

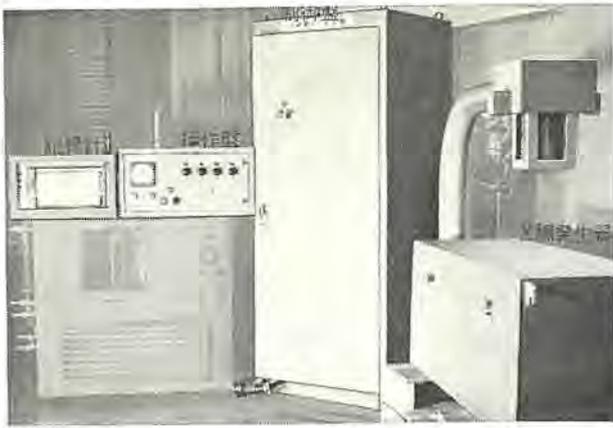


図 2.2 MD-122 形 X 線厚み計外観
Fig. 2.2 MD-122 X-ray thickness gauge.

指示誤差を小にする条件に合わせた基準厚み連動 X 線管電流自動調整、高精度基準クサビ設定機構の構成等の種々の新しい配慮を施すことによって、表 5.1 に後述列記するようすくれた総合性能をもたせることが可能となった。図 2.2 に MD-122 形 X 線厚み計の外観を示す。

3. 2 ビーム偏差指示方式の誤差の解析

この厚み計は 2 ビーム偏差指示方式を用いたが、本項で、2 ビーム偏差指示方式の偏差誤差・統計的誤差・測定系誤差等の諸誤差について解析する。

図 3.1 は 2 ビーム偏差指示方式計測システムの説明図であるが、測定用および基準用増幅器の増幅度が十分大きければ、帰還を施した両増幅器の出力電圧 V_1, V_2 は次式で与えられる。

$$V_1 = i_{01} R_1 e^{-\mu x}, \quad V_2 = i_{02} R_2 e^{-\mu a} = i_{01} R_1 e^{-\mu_0 x_0} \dots \dots \dots (3.1)$$

ただし i_{01}, i_{02} は測定ストリップおよび基準クサビがないときの検出器電流、 R_1, R_2 は各増幅器の入力抵抗、 x は測定ストリップの厚み、 μ はストリップの厚さ x における線質量吸収係数、 a は基準クサビのビーム透過部分の厚み、 μ_0 は基準クサビの厚さ a における線吸収係数、 x_0 は両出力電圧を等しくなるよう設定したときの測定ストリップの厚み、 μ_0 は厚さ x_0 のストリップの線吸収係数である。

3.1 偏差誤差

偏差出力電圧 V_0 は両増幅器出力電圧の差で式 (3.1) より次式をうる。

$$V_0 = V_2 - V_1 = i_{01} R_1 e^{-\mu_0 x_0} (1 - e^{\mu_0 x_0 - \mu x}) \dots \dots \dots (3.2)$$

線吸収係数 μ は、X 線管から発生する X 線がエネルギー分布をなしているため、単一エネルギーの X 線透過の場合と異なり、吸収材料の種類のみならず、吸収材料の厚さにも関連して変化する。

たとえば鋼板の厚さに対する透過 X 線強度を X 線管電流一定、管電圧パラメータで測定した D より、 μx と厚さ x の関係を対数目盛で表示すれば図 3.2 のようになり、管電圧一定の条件のもとに次式の関係が成立する。

$$\mu x = \log I_0 / I = A x^\alpha \dots \dots \dots (3.3)$$

ただしここで I_0 は入射 X 線強度、 I は透過 X 線強度、 A は管電圧に依存した定数で、 α は図 3.2 の特性では $\alpha \approx 2/3$ となる。

いま厚さの変化分が小さい範囲を考えると $(x - x_0) / x_0 \ll 1$ となり、式 (3.3) より μx の変化分 $\Delta(\mu x)$ は次式で示されるので、

$$\Delta(\mu x) = A \alpha x^{\alpha-1} \Delta x = \alpha \mu \Delta x \dots \dots \dots (3.4)$$

式 (3.4) を式 (3.2) に代入して、偏差出力 V_0 を次式のように表現しうる。

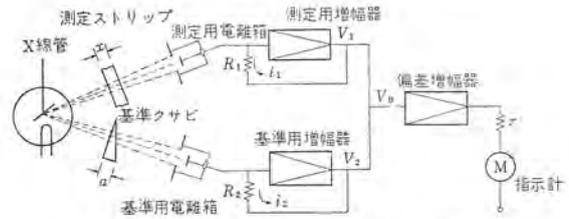


図 3.1 2 ビーム偏差指示方式説明
Fig. 3.1 Two beam deflection type thickness gauge.

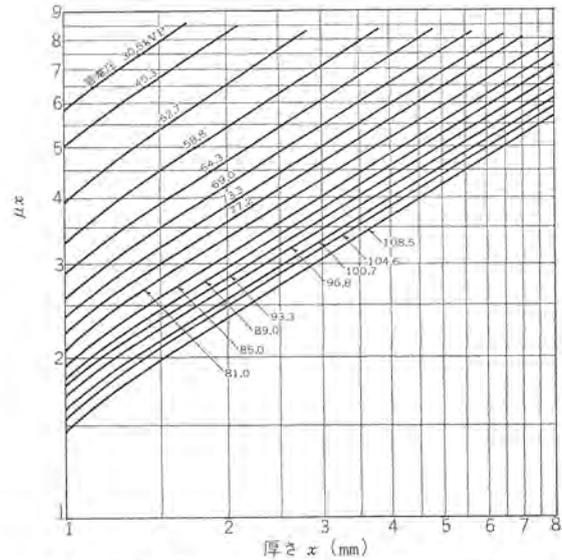


図 3.2 鋼板(SCPI)の μx 対厚み x 特性(X 線管電圧パラメータ)
Fig. 3.2 μx versus x characteristics of steel strips(X-ray tube anode voltage parameter).

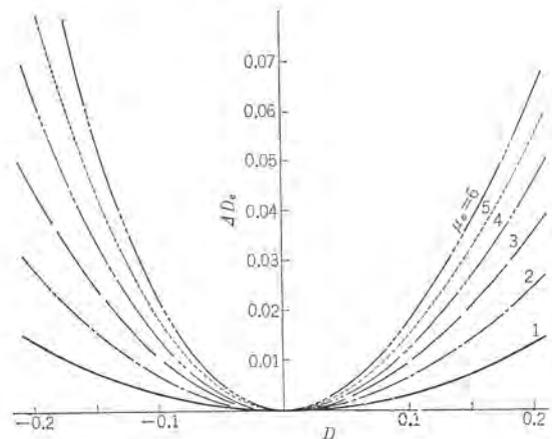


図 3.3 2 ビーム偏差指示方式における原理的偏差誤差
Fig. 3.3 Theoretical deviation errors in two beam deflection type X-ray thickness gauge.

$$V_0 = i_{01} R_1 e^{-\mu_0 x_0} \{1 - e^{\alpha \mu_0 (x_0 - x)}\} \dots \dots \dots (3.5)$$

いま偏差出力指示目盛を絶対値指示で示し、偏差指示値を D_e で表わすと次式で表現できる。

$$D_e = K i_{01} R_1 e^{-\mu_0 x_0} \alpha \mu_0 \frac{1 - e^{\alpha \mu_0 D}}{\alpha \mu_0} \dots \dots \dots (3.6)$$

ただし K は出力と指示値間の比例常数、 D は厚み偏差である。基準設定厚みを変更しても同じ偏差指示を与えるためには、式 (3.6) 右辺分数の係数が基準厚みの変更のいかにかわららず変動しないこと、および右辺分数が D の近似式で与えられることの二つの条件が必要である。右辺分数の係数は、管電圧および管電流の調整により、基準厚みの変更のいかにかわららず定数とす

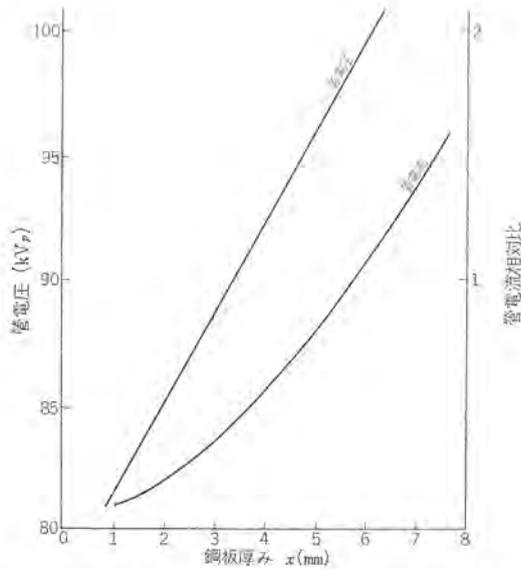


図 3.4 偏差誤差最小のための基準厚み変更に伴う管電圧管電流調整値 ($\mu x = 4 \sim 6$)
 Fig. 3.4 Setting values of anode voltage and anode current of X-ray tube to minimize the deviation-errors.

ることができる。

また、式 (3.6) 右辺分数を αD で近似することによる誤差を ΔDe とすれば、 ΔDe は次式で与えられる。

$$\Delta De = Ki_{01} R_1 e^{-\mu_0 x_0} \alpha \mu_0 \left(D - \frac{1 - e^{-\mu_0 D}}{\alpha \mu_0} \right) \dots \dots \dots (3.7)$$

図 3.3 に D と ΔDe の関係を、 $Ki_{01} R_1 e^{-\mu_0 x_0} \alpha \mu_0 = 1$ と正規化して、 μ_0 パラメータで示す。管電圧変化による ΔDe の変動分を $\delta(\Delta De)$ 、 μ_0 の変動分を $\delta\mu_0$ とすると、 $\delta(\Delta De)/D$ は次式で与えられる。

$$\delta(\Delta De)/D = (2 - \alpha \mu_0 D) \delta\mu_0 / \mu_0 \dots \dots \dots (3.8)$$

管電圧変化による偏差誤差の変動を自動補正するために、目盛板を取り換えず、入力抵抗 R_1 を変化させず、また透過 X 線強度の統計誤差を増加させないで実施するには、管電流も基準厚さと連動して変更させることが必要であり、調整可能な管電流の値の例を、管電圧の値とともに基準厚さに対し図 3.4 に示す。図 3.4 の制御条件で最大偏差は 10% となる。

3.2 統計的誤差

X 線の統計的変動の偏差出力 V_0 に及ぼす変動分 ΔV_0 は、2 ビーム偏差指示方式において次式で示される。

$$\begin{aligned} \Delta V_0 &= \sqrt{\left(\frac{\partial V_0}{\partial V_1} \Delta V_1 \right)^2 + \left(\frac{\partial V_0}{\partial V_2} \Delta V_2 \right)^2} \\ &= \sqrt{\left(i_{01} R_1 e^{-\mu x} \sqrt{\frac{2q}{\tau_1 i_{01}}} \right)^2 + \left(i_{02} R_2 e^{-\mu x} \sqrt{\frac{2q}{\tau_2 i_{02}}} \right)^2} \\ &= i_{01} R_1 e^{-\mu x} \sqrt{\frac{2q}{i_{01}} \left(\frac{1}{\tau_1} + \frac{1}{\tau_2} \right)} \dots \dots \dots (3.9) \end{aligned}$$

厚み偏差誤差 Δx 対基準厚みの比に換算すれば次式をうる。

$$\frac{\Delta x}{x_0} = \frac{1}{\alpha \mu_0 x_0} \sqrt{\frac{2q}{i_{01}} \left(\frac{1}{\tau_1} + \frac{1}{\tau_2} \right)} \dots \dots \dots (3.10)$$

ただし式 (3.9)、(3.10) で q は 1 個の放射線によって検出器に発生する電荷、 τ_1 は測定系増幅器入力側時定数、 τ_2 は基準系増幅器入力側時定数である。式 (3.10) より、たとえば X 線管電圧数 +kVp、管電流数 mA の X 線管より発生する X 線量子は、 $10^{13} \sim 10^{14}$ /秒とみられるので、 τ_1, τ_2 が 0.1 秒程度であっても、統計的動揺による誤差は 10^{-5} 程度となり無視しうる。

表 3.1 2 ビーム偏差指示方式測定系誤差 (解析結果)
 Table 3.1 Errors of measuring system in two beam deflection type X-ray thickness gauges. (Results from analysis)

誤差の種類	同時変化の場合	ランダム変化の場合
	$\Delta V_0 = \frac{\partial V_0}{\partial V_2} \Delta V_2 - \frac{\partial V_0}{\partial V_1} \Delta V_1$	$\Delta V_0 = \sqrt{\left(\frac{\partial V_0}{\partial V_2} \Delta V_2 \right)^2 + \left(\frac{\partial V_0}{\partial V_1} \Delta V_1 \right)^2}$
定数型	$\frac{n_2 - n_1}{\alpha \mu_0 x_0 i_{01} R_1 e^{-\mu_0 x_0}} \approx 0$	$\frac{\sqrt{n_2^2 + n_1^2}}{\alpha \mu_0 x_0 i_{01} R_1 e^{-\mu_0 x_0}} \approx \frac{\sqrt{2} n_1}{\alpha \mu_0 x_0 i_{01} R_1 e^{-\mu_0 x_0}}$
比例型	$\frac{\lambda_2 V_2 - \lambda_1 V_1}{\alpha \mu_0 x_0 i_{01} R_1 e^{-\mu_0 x_0}} \approx \lambda \frac{x_0 - x}{x_0}$	$\frac{\sqrt{(\lambda_2 V_2)^2 + (\lambda_1 V_1)^2}}{\alpha \mu_0 x_0 i_{01} R_1 e^{-\mu_0 x_0}} \approx \frac{\sqrt{2} \lambda_1}{\alpha \mu_0 x_0}$
関数型	$\frac{V_2(x) - V_1(x)}{\alpha \mu_0 x_0 i_{01} R_1 e^{-\mu_0 x_0}} \approx 0$	$\frac{\sqrt{V_2^2(x) + V_1^2(x)}}{\alpha \mu_0 x_0 i_{01} R_1 e^{-\mu_0 x_0}} \approx \frac{\sqrt{2} V_1(x)}{\alpha \mu_0 x_0 i_{01} R_1 e^{-\mu_0 x_0}}$

3.3 測定系誤差

測定系誤差とは、X 線源と検出器間の距離・相対的配置・検出器構造・増幅回路諸定数の不平衡および変動・外的条件・電源の変動等の測定系の変化に伴って生ずる誤差の総称である。基準ビーム系および測定ビーム系のおののについて、誤差が各系の検出出力に無関係の定数型誤差 ($\Delta V = k$ = 定数で表示)、一定の比例係数で比例する比例型誤差 ($\Delta V = \lambda V$ で表示、 λ は比例定数)、測定厚み x の関数で表現できる関数型誤差 ($\Delta V = \nu(x)$ で表示) の 3 種あり、また 2 ビーム偏差指示方式を用いることにより、両系に同時に変化が生ずる場合、同時に補償し合う同時変化型誤差 ($\Delta V_0 = \frac{\partial V_0}{\partial V_2} \Delta V_2 - \frac{\partial V_0}{\partial V_1} \Delta V_1$ で表示しうる) と、ランダムに変化が生ずる場合、二乗平均誤差として表示しうるランダム変化型誤差 ($\Delta V_0 = \sqrt{\left(\frac{\partial V_0}{\partial V_2} \Delta V_2 \right)^2 + \left(\frac{\partial V_0}{\partial V_1} \Delta V_1 \right)^2}$ で表示しうる) に分類しうる。各分類誤差の解析結果を表 3.1 に示す。表 3.1 の結果から同時変化の場合の誤差は、定数型・関数型誤差とも零に近くなし得、比例型誤差も、厚み偏差を小にすることにより、いくらでも精度を上げる。電源や線源変動・温度などの環境条件変化などはこの場合に相当する。ランダム変化の場合、定数型誤差・関数型誤差は $\mu_0 x_0 = 1$ で最小となり、比例型誤差は $\mu_0 x_0$ が大きくなるほど小さくなる。X 線の散乱、外部からの誘導雑音などはこれに属するが、ランダム変化の場合の誤差は小さい。

4. 各構成部分について

X 線検出器・測定回路・線源制御回路・基準コピ設定回路等の各構成部分のおもなものについて概要を述べる。

4.1 X 線検出器

被測定ストリップ・基準コピを透過した X 線の検出器として、きわめて安定・高感度かつ寿命が半永久的な電離箱を使用した。構造は円筒形で、中央円柱を陽極、外壁円筒が陰極であって、この円筒形電離箱の開発により、低ドリフト・高安定な X 線厚み計の製作が可能になったといっても過言ではない。

円筒形電離箱の幾何学的構造が飽和電流に与える影響を解析すると下記のとおりである。

陰極円筒の内径を $2b$ 、陽極円柱の径を $2a$ とし、各軸を一致させて配置する。

電界内の電流密度 \vec{I}_{\pm} は正負荷密度を n_{\pm} とすれば次式で与えられる。

$$\vec{I}_{\pm} = e(n_{\pm} \vec{\omega}_{\pm} \mp D_{\pm} \text{grad } n_{\pm}) \dots \dots \dots (4.1)$$

ここに e は電子電荷量、 n_{\pm} は正負荷密度、 ω_{\pm} は正イオンおよび負イオンの浮遊密度、 D_{\pm} は正負電荷の拡散定数である。

一方電極間電圧を十分大きくとり、再結合による電離電荷を無視すると次式が得られる。

$$\frac{1}{e} \operatorname{div} \vec{I}_+ = -\frac{1}{e} \operatorname{div} \vec{I}_- = n_0 \quad \dots\dots\dots(4.2)$$

ここに n_0 は単位体積当たりのイオン対生成率である。式(4.1), (4.2)を円筒座標系に変換し、境界条件 $r=a, b$ で $n_{\pm}=0$ をそうし、気体中の電流密度を得、電極表面で面積分して電極間電流 I を求めると次式をうる。

$$I = \pi l n_0 e \left\{ (a^2 - b^2) + \frac{2P}{V_P} \left(\log \frac{b}{a} \right) \left(\frac{D_- a^2}{\mu_-} + \frac{D_+ b^2}{\mu_+} \right) \right\} \quad \dots\dots\dots(4.3)$$

ここで l は電離箱方向長さ、 V_P は電極間電圧、 P は圧力、 μ_{\pm} は易動度である。

電極間電圧 V_P を高くして飽和電流のみを求めると次式が得られる。

$$I_S = \pi l n_0 e (a^2 - b^2) \quad \dots\dots\dots(4.4)$$

一端が入射窓の円筒形電離箱では n_0 を一定とすることができず次式が成立する。

$$n_0 = \left(-\frac{dE}{dX} \right) / I_P = \frac{\mu_m \rho_0 P \cdot 273}{I_P T} E_0 \exp \left(-\frac{273}{T} \mu_m \rho_0 P X \right) \quad \dots\dots\dots(4.5)$$

ここで $\frac{dE}{dX}$ は電離箱単位体積中で吸収されたX線エネルギー、 I_P は1イオン対生成に必要な平均エネルギー、 μ_m は封入気体の線吸収係数、 ρ_0 は標準状態の気体密度、 T は気体の絶対温度、 E_0 は気体の単位断面積当たりに入射するX線の初期エネルギーである。

X線入射口より X_{cm} の所での単位体積当たり生ずる電流は式(4.4)に式(4.5)を代入し、円筒座標で積分して飽和電流 I_S の値として次式をうる。

$$I_S = \frac{\pi (b^2 - a^2)}{I_P} E_0 \left\{ 1 - \exp \left(-\frac{273}{T} \mu_m \rho_0 P X \right) \right\} e \quad \dots\dots\dots(4.6)$$

式(4.6)からX線エネルギーに対する電流感度 S は次式で与えられる。

$$S = \frac{dI_S}{dE_0} = \frac{\pi (b^2 - a^2)}{I_P} \left\{ 1 - \exp \left(-\frac{273}{T} \mu_m \rho_0 P X \right) \right\} e \quad \dots\dots\dots(4.7)$$

図4.1は3種の体積の電離箱の入射X線強度に対する出力電流の実測値の例で、体積変化を考慮した電流感度の実測比と、式(4.7)から求めた理論比が図内の表のようによく一致していることがわかる。

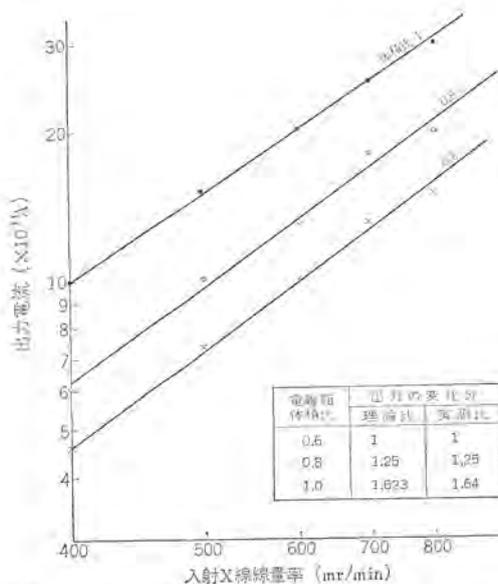


図4.1 円筒形電離箱の電流感度特性(体積パラメータ)
Fig. 4.1 Current sensitivity characteristics of cylindrical ionization chamber.

厚み計に使用した電離箱は体積比1に相当するものである。

4.2 偏差増幅回路

図4.2は基準用および測定用電離箱から偏差指示計に至る偏差増幅回路のブロック図であるが、2ビームに対応する各検出器の出力を2系列の前増幅器で増幅し、さらに2系列の主増幅器で増幅して、両検出器の感度平衡調整を主増幅器側で容易に行なえるようにしてある。検出器電離箱の出力インピーダンスは非常に高いので、検出器と前増幅器を接続する線路の線間容量と前増幅器の高入力インピーダンスとの積の時定数が非常に大きくなる可能性があり、かつ接続線動揺による時定数変動、線内摩擦雑音を生ずるおそれがあるので、電離箱と前増幅器を直結して一体とし、接続線の容量を消去し、時定数の容量分は電離箱の内部容量のみになるよう時定数減少に特別の配慮を加えた、さらに時定数を減少させるために前増幅器の出力側から高入力インピーダンス電位計管入力側へ負帰還を施し、帰還量の調整によりきわめて速い応答速度となし得た。

前増幅器帰還量の調整により応答速度が向上する原理は次のようになる。前増幅器のブロック図は図4.3で示され、 T_i は電位計管入力側時定数、 K_A を前増幅器増幅度、 β を帰還量で表わせば、出入力比は次式で示される。

$$\frac{e_o(S)}{e_i(S)} = \frac{K_A}{1 + K_A \beta} \frac{1}{1 + \frac{T_i}{1 + K_A \beta} S} \quad \dots\dots\dots(4.8)$$

式(4.8)から電位計管入力側時定数 T_i が $T_i/(1+K_A\beta)$ に減少し、 $K_A\beta$ が大なるほど、総合時定数は減少することになる。

以上2系列の前増幅器・主増幅器の後続回路として、厚み計偏差出力が自動板厚制御(AGC)装置へ遠隔伝送するため片線接地の必要があるので、一方の主増幅器の後へ極性反転回路をそうし、その出力と他の系列の主増幅器の出力との差を橋絡T型ロ波器で、商用周波数雑音を除いて主差増幅器で増幅し偏差指示制御用出力信号を発生する。これら偏差増幅回路は初段を除いてすべてシリコントランジスタ化し、高安定・低雑音に留意し、主差増幅器は平衡形、同相負帰還回路を用いている。偏差増幅回路総合の雑音レベルは鋼板換算1 μ 以下と無視しうるほど低い。

4.3 線源制御回路

この厚み計は2ビーム方式を用いているので、単ビーム方式より線源変動の出力側雑音に及ぼす影響は減少するが、調整不能な2ビーム不平衡分による雑音分を減少させるために、電源変動に伴う



図4.2 偏差増幅回路ブロック図
Fig. 4.2 Block diagram of deviation amplifier.

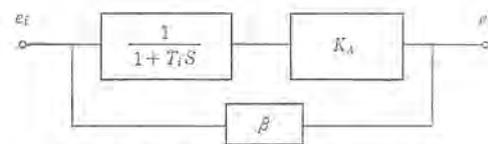


図4.3 前置増幅器のブロック図
Fig. 4.3 Block diagram of preamplifier.

線源変動を最小に押えることが望ましい。ビーム強度はX線管管電圧の2乗に比例するが、管電流に対し管電圧変動の影響よりも、織糸電流変動の影響のほうが急激であり、かつ管球自体の自己劣化を補償するために、管電圧に対しては開ループの定電圧装置で、管電流に対しては管電流変動を検出し、応答速度の速いSCRの位相制御により織糸電流を自動調整する閉ループ系を用いている。

管球自体の時定数を含めた管電流制御ループの時定数は0.15秒以内で、電源変動±10%に対し1%内の制御精度である。

基準厚み設定変更に伴う厚み計出力指示偏差を最小とするため、基準クサビ連動抵抗駆動用平衡電動機回転軸で、X線管管電圧調整用整流単巻変圧器を駆動し、また設定厚みに応じ、管電流制御SCRの点弧位相調整用磁気増幅器のバイアス電流を調整し、設定厚みとX線管電圧、管電流の関係が3.1節の図3.4の特性に近くなるよう自動調整している。

4.4 基準クサビ設定回路

基準クサビ設定回路は基準値設定抵抗群を操作盤内に内蔵し、基準クサビ連動ポテンシオメータとしてブリッジを形成し、ブリッジの電源は直流である。ブリッジ出力を小形恒温器内に収めたトランジスタチップで交流変換し、トランジスタサーボ増幅器で交流増幅して平衡電動機でブリッジを平衡させ、発電機による速度帰還を施した位置サーボ系であるが、次節に示すように全厚みスパン移動速度3秒内の高速度で、0.05%内の高い再現性を有している。

4.5 記録計その他付属保護装置

記録計の紙送りは圧延機速度と同期した送り方式を用い、記録結果と圧延コイルとの対応ができる。またX線源を切断了たとき自動的に設定厚みが記録できるようにしてある。

電離箱の負荷抵抗は高抵抗であるので、窒素封入により表面漏れを防止し、封入窒素圧力の減少、冷却水循環の停止等の事故に対しては、それぞれ圧力継電器・流水継電器により事故を検出し、X線源を切断して保護させている。X線管の過電流・過熱に対しても各保護継電器により保護させ運転の安全を期している。

また被測定ストリップ成分組成の変更、偏差範囲の変更、厚さのチェック等もすべて操作盤で行なえる構造にしてある。

5. 総合性能

MD-122形X線厚み計の総合性能を表5.1に一覧表で示す。

表5.1 総合性能
Table 5.1 General performance of MD-122 X-ray thickness gauge.

項目	性能	備考
1. 精度	±0.2%(12μ)	最大測定厚みに対し
2. 応答速度	0.05秒以下	200μ偏差に対し
3. 雑音	±0.2%以下	
4. ドリフト(安定度)	±0.075%/8h	最大測定厚みに対し
5. 偏差誤差	±10%	指示計指示値
6. 設定速度	3秒	0~5mm変化に対し
7. バスライン変動による指示変化	-0.08%/10mm	
8. 電源変動による指示変化	+0 -0.15%	電源電圧±10%変化に対し

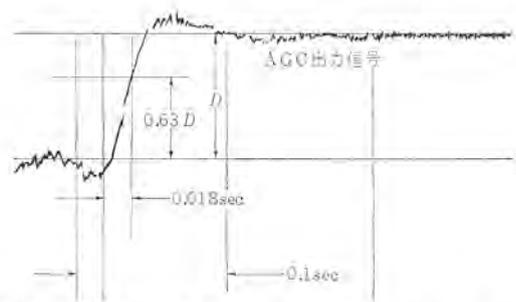


図5.1 MD-122形X線厚み計応答特性オシログラムの例
Fig. 5.1 Oscillogram of step response of MD-122 X-ray thickness gauge.

(1) 精度および雑音

総合精度は最大測定厚みの±0.2%内(厚み絶対値で12μ内)、雑音レベルも最大厚みの0.2%内にはいっている。

(2) 零点ドリフト

零点ドリフトは0.075%/8hと非常に少ない。

(3) 応答速度

応答速度は偏差範囲の63%応答に対し、電源周波数の投入位相により異なるが、最もおそい場合でも50ms内にある。図5.1に応答のオシログラムの一例を示す。

(4) 偏差誤差

理論値から実現可能なX線管電圧・管電流の設定厚み連動調整により最大±10%内にはいっている。

(5) バスライン変動の影響

バスライン変動による指示変化は0.08%/10mmと非常に小さい。この特性は散乱による等価的X線立休角の減少分を少なくするよう配慮することによって得られた。

6. む す び

以上自動板厚制御用X線厚み計として、新しい測定方式と検出器・測定回路・線源制御回路・基準クサビ設定回路の高性能化の配慮、解析による裏づけおよび堅固な装置化への努力により、表5.1に列記したような総合性能を有する高性能X線厚み計MD-122形を作成することが可能となった。今後の冷間圧延用の自動厚み制御用などへの有力な検出部となることを期待している。この装置の完成に当たり、種々ご援助賜った当社神戸製作所・中央研究所各位に厚く感謝する。(昭41-12-5受付)

参 考 文 献

- (1) 吉山ほか：X線厚み計「三菱電機技報」36, No. 12 (昭37)
- (2) 岡本, 村西：X線厚み計「三菱電機技報」38, No. 2 (昭39)
- (3) 小畑：第11回応用物理学関係連合講習会 1a-E-11 (昭40)
- (4) 小畑：第26回応用物理学学会学術講演会 2a-K-12 (昭40)

XT-101 形 X 線 テレビジョン

道家 昭彦*・堀 高明*・宮原 武見*

Model XT-101 X-ray Television

Communication Equipment Works Akihiko DÖKE・Takaaki HORI・Takemi MIYAHARA

As the X-ray television was in most cases too large sized, and expensive besides being not fully satisfying in the handling and maintenance, it could not be in popular use in the past. To do away with these drawbacks, a newly developed unit is transistorized, small and inexpensive. As the nature of X-ray TV, the object to be televised is very dark and has poor contrast and nu. vistor is employed on the first stage amplifier circuit to improve S/N, against too near a distance between the picture and the eye scanning lines were increased from 525 to 625 ; to make the operation easy for non-professional persons the number of knobs is minimized, these all being the design features. The article describes these points together with problems such as future improvement on the lense system as well as the selection of pick up tubes.

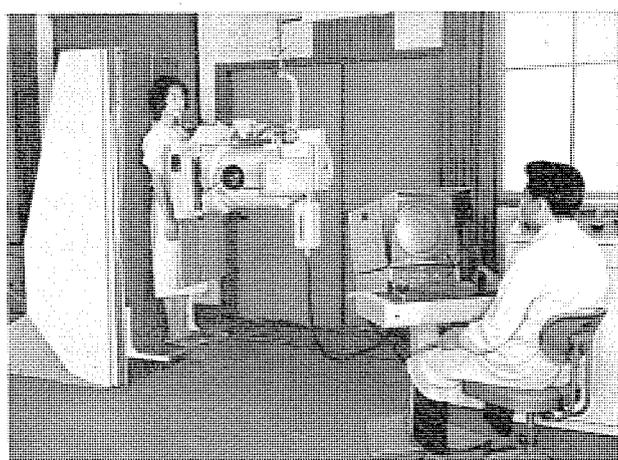


図 1.1 実用例 Fig. 1.1 Example.

1. ま え が き

X線テレビが国内で研究実用化されるようになって6~7年になるが、当社も頭初から島津製作所と共同で、医学診断用ならびに工業用の非破壊検査用のX線テレビジョン装置の研究をはじめ、以来その改良研究に努力してきた。最近とくに成人病予防に対する関心が深まると同時に、X線テレビの性能向上との相互作用で、X線テレビの需要が加速的にのび、大病院はもとより一般の病院においても数多く用いられるようになった。

X線テレビの広範な普及に伴い、装置の性能に対する要求はますます高度なものとなり、さらに価格の面でも低価格なものが要求されるようになった。XT-101形X線テレビジョンは、このような要求に応ずるために開発された小形軽量・低価格の全トランジスタ化X線テレビジョン装置である。

医学用・工業用としてのX線テレビは高性能であると同時に、その性能を十分発揮させるためには、取扱いが容易であることが大きな条件となる。本装置は従来のX線テレビの使用結果を参考にして取扱いを極力簡単にし、その他画質の改善、回路の安定化など種々の改良を加え好評を博している。以下、XT-101形X線テレビジョン装置(以下XTVと略す)の詳細について述べる。

2. 装置の概要

2.1 装置の概要

従来のXTVは取扱いが複雑、保守が困難などのために、医学用・工業用として100%の性能を出し得なかったものが多かった。この装置は今までの経験を生かし、これらの欠点を大幅に改善した小形・安価なXTV装置である。

以下に述べる各種の特異条件の下で、十分に性能を保つため、開発にあたっては取扱いを簡単にすること、保守が容易であることを重点とし、さらに温度安定度に対しては十分な温度試験を行ない、0°C~40°Cで完全に特性を補償している。

トランジスタには十分エージングしたものをを用い、とくに同期信号発生部には、当社独自のモトロンを採用し、大幅に信頼性を向上させると同時に、小形化することができた。

2.2 構成

本装置はカメラヘッド、カメラ制御器、受像機の三つで構成されている(図2.1)。

また系統図を図2.2に示す。

2.3 おもな定格仕様

(1) テレビ仕様

(a) 走査線数	625本
(b) 毎秒画数	30枚
(c) 同期方式	電源非同期
(d) 走査方式	2:1 飛越走査

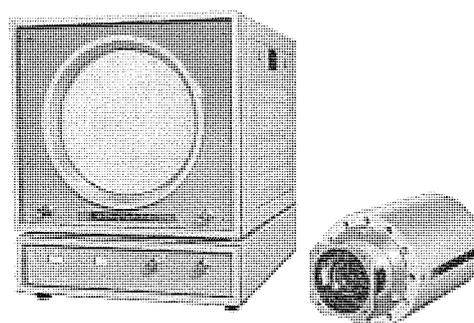


図 2.1 XT-101形X線テレビジョン装置
Fig. 2.1 Model XT-101 X-ray television equipment.

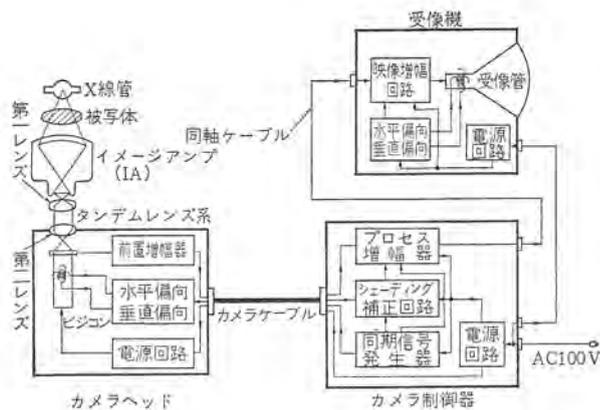


図 2.2 X線テレビジョンシステム図

Fig. 2.2 Block diagram of X-ray television system.

- (e) 解像度 水平：500本
 垂直：約450本
- (f) 映像帯域幅 6 Mc
- (g) 映像信号出力 1.4 V P-P×2
 (2出力とも同期混合)
- (h) 出力インピーダンス 75Ω
- (i) 画面の大きさ 220 mmφ
 (円形画面)

(2) 操作項目

- (a) 撮像管 ゼーム調整
- (b) 撮像管 ホーカス調整
- (c) フォジネガ 切換え
- (d) 受像機 コントラスト調整
- (e) 受像機 輝度調整

(3) 外形寸法および重量

(a) カメラヘッド	160(φ)×250(L)mm	3.6 kg
(b) カメラ制御器	360(W)×90(H)×450(L)mm	10 kg
(c) 受像機	360(W)×320(H)×450(L)mm	23 kg

3. XTVにおける問題点および必要条件

XTVの方式としては数種類のものがあるが、いずれも種々の問題があり完全なものとはいえず、被写体によってはコントラスト・解像度など識別能力が不十分である。もっともこの性能不足に関しては必ずしもテレビジョンにのみ帰するものではなく、イメージアンプや光学系についても改良されるべき点が多い。

ここでは最も一般的に用いられているX線イメージアンプ(I.A.)と、ビジョンカメラを組合せた場合についてのみ述べることにする。

(1) 光電面への入射光量が低い

ビジョンの光電面への入射光量がきわめて少ないため、とくに明るいレンズと高感度の撮像管が要求されるが、この要求を十分満足するレンズと撮像管が得にくい。I.A.とビジョンカメラの組合せでは一般にタンデムレンズ系⁽²⁾が用いられているが、ピントが悪く、とくに周辺部の解像度の低下がいちじるしく、また周辺光量の不足によるシェーディングが大きいため、有効視野が減少するなど改良されるべき点が多い。まだ実用までにはいたっていないが、I.A.の出力ケイ光面とビジョン光電面の間を繊維光学素子で結合することができれば非常に能率がよく、シェーディングの問題もほとんど解決されるのでその実用化が期待される。

以上のごとく、テレビとしてはできるだけ感度のよい撮像管を使用することはもちろん、カメラヘッドアンプのS/Nを十分よくし、また周辺の光量不足を補うために十分なシェーディングの補正をする必要がある。

(2) 被写体のコントラストが低い

I.A.ケイ光面上での被写体のX線像は非常にコントラストが低い。受像画面でのコントラストの低下は、I.A.・レンズ系・撮像管(ビジョン)映像増幅回路・受像管の空間周波数レスポンス特性の低下によるものがおもなものであり、このほかに、被写体中におけるX線の散乱も大きな原因であるが、これはX線の本質的なものであり簡単に解決できるものでもない。XTVはこのような不利な条件の下でも、できるだけコントラストのよい映像を写し出す必要がある。

(3) 高い解像力が要求される

一般のテレビジョン用解像度チャートのように白と黒のコントラストが100%あるものと異なり、I.A.の出力像は被写体の幾何学的寸法が小さくなると同時に、輝度変調度が浅くなり、コントラストが低下する。XTVでは、これらの条件の下でもなお高い解像力が要求されるため、性能は一般のテレビに比べ、かなりきびしいものとなる。したがって、XTVでは撮像管・映像増幅器・受像管を含めて十分レスポンス特性のよいものとする必要がある。

(4) 高いS/N比が要求される

さきに述べた点と重複するが、入力信号レベルが非常に低いために、カメラヘッドアンプはとくに低雑音特性を持たせなくてはならない。

(5) 受像機の画面と眼の位置が近い

現在得られている画面では、まだコントラストが不十分であるため眼を近づけて見ようとする傾向がある。そのため、テレビのラストがめだち、ノイズが目ざわりになる、眼が疲れやすいなどの特異条件がある。

(6) テレビの取扱い調整が容易でなくてはならない

医学用あるいは工業用として用いられるXTVでは、取扱者がテレビジョンの素人である場合が普通であり、取扱いが簡単であることが非常に重要な問題となる。

(7) 高い信頼性が要求される

医学用・工業用の機器にとって、信頼性が高いことは何よりもたいせつなことである。

以上のほかにも小形軽量であること、安価であることなどが考慮されなくてはならない。

4. 設計上留意した点

前述のようなXTVの特質から、設計にあたってとくに考慮した点を次にあげる。

(1) 走査線数

観察者の眼とブラウン管の画面とが近くなるため、ラストが目ざわりになるので、走査線の数を増して625本方式とした。また、日本標準のテレビジョン機器との組合せも考え、525本方式への切換えが簡単にできるよう考慮した。

(2) S/Nの改善

初段回路には、ニュービスタによる低雑音増幅回路を用い、また撮像管には高感度ビジョンを使用し、S/Nの改善をはかった。

(3) 帯域切換え

被写体によっては、解像度よりも雑音の少ない画面を見ること

を希望する場合があるので、このときのために、映像の帯域幅を切換えて見る帯域圧縮回路を内蔵した。

(4) ツマミの数を最少限にした

外部調整のツマミを、カメラ側はビーム、ホーカスの二つ、受像機側をコントラスト・輝度の4箇所とし、AGCの採用、その他回路の安定化により、これらの調整のひん度も非常に少なくすることができた。

(5) 映像のポジネガ反転

1個のスイッチで映像をネガに反転できるようにし、X線写真との比較に便利なものとした。

(6) シェーディング補正

レンズ系・I.A・ピジコンで生じるシェーディングを最少限におさえるため、十分なシェーディング補正をほどこした。

(7) すべての調整ツマミをリモコン可能とした

医師が触診のときに便利のように、リモコンユニットを追加して、すべての調整を遠隔制御にした。

(8) モレクトロンの採用

TV系の心臓部に相当する同期信号発生部のカウンタ回路に、モレクトロンを採用し信頼性の向上をはかった。

(9) 保守の便宜をはかった

各回路にプリント基板を用い、コネクタ接続することにより保守を容易にした。またカメラ制御器は、一面からすべての回路のチェックができるようにした。

5. 主要部の詳説

5.1 カメラヘッド

5.1.1 構造

イメージアンプとのつり合い、および工作上ピジコン面と光軸が合いやすくするため、円筒形とした。プリアンプ・偏向回路をおのおの偏向コイルセンブリの両側面に配し、電源部を下側に配置した。また、おのおの基板は保守に便利のようにコネクタ接続とし、必要に応じてびらのように開いて内部の点検ができるようにしている。

5.1.2 プリアンプのS/N⁽⁵⁾

主要部をすべてトランジスタ化しているが、プリアンプの初段回路には、S/Nをよくするためにニュービスタを使用することにした。現在入手できるトランジスタは、まだ雑音特性がやや不十分で、実測ではニュービスタを使用したものよりも2~3dB劣っていた。初段回路には、カスコード接続を用いるのが最も好ましいとされているが、この場合はニュービスタを陰極接地で使用することにした。

その利点は、

(1) 使用電圧が低くてすむ

(2) ニュービスタのような消耗性の劣化部品の数を減らすことにより、トランジスタ機器の最大の利点の一つである長寿命・高信頼性をそこなわない

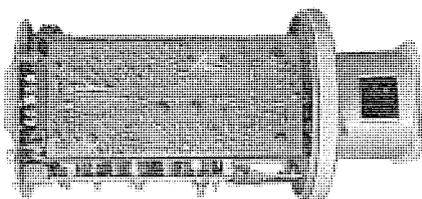


図 5.1 カメラヘッド
Fig. 5.1 Interior of camera head.

(3) また初段の次に接続される回路を、トランジスタ増幅器で構成する場合は、次の理由で陰極接地でも、カスコードアンプとほとんど変わらない雑音特性が期待できる。その前にカスコードアンプの大きな利点をあげてみると

(a) カスコード増幅器の利得は、等価コンダクタンス g_m を持つ単一の五極管の利得特性に近い。すなわちミラー効果を軽減できる。

(b) 初段格子回路雑音に基づく出力雑音は、等価格子雑音に二つの球の総合利得を掛けたものに等しい。したがってこの雑音成分に関する限り、この増幅器は、五極管の利得帯域幅特性を有する三極管の雑音特性を持っている。すなわち、五極管の等価雑音抵抗 R_{eq} は近似的に

$$R_{eq} = \frac{I_p}{I_p + I_{g2}} \left(\frac{2.5}{g_m} + \frac{20I_{g2}}{g_m^2} \right) \quad (\Omega)$$

三極管では

$$R_{eq} = \frac{2.5}{g_m} \quad (\Omega) \text{ である。}$$

ここに g_m : 真空管の相互コンダクタンス

I_p : 平均陽極電流

I_{g2} : 平均しゃへい格子電流

実際の等価雑音抵抗は約4~8倍のちがいがあり、これが三極管のカスコード接続の賞用される大きな理由である。しかし、本装置の場合は、初段の次に接続される回路が前述のごとくトランジスタ増幅器であるため、この様子もかなり異なったものになってくる。トランジスタ回路の場合、その入力インピーダンスを低くすることができるので、初段の実効負荷インピーダンスが低くなり、ミラー効果による特性劣化を軽減できる。ニュービスタでは、 C_{gp} も約0.9 pFと小さく配線による浮遊容量も少なくできるので、ミラー効果による初段の入力特性をあまり悪くすることはない。したがって、上記のごとくニュービスタを初段に用い、二段目以後をトランジスタ増幅器で構成する場合は、陰極接地増幅器でもカスコードアンプのGB積に近いものが得られる。実際に得られた測定結果では、ニュービスタに6CW4の陰極接地を用い、約45 dB (信号電流0.3 μ A) のS/Nが得られており、カスコード回路を初段に用いた場合とほとんど同じ結果が得られた。

5.1.3 偏向部

回路的には一般に用いられているものと大差ないが、I.Aの出力ケイ光面が円形であるため、走査面の縦横比を1:1 (12.6 mm \times 12.6 mm) として、画面を有効に利用し解像度の向上をはかっている。XTVにおいては、シェーディングを極力少なくするために、偏向の直線性をよくする必要があるが、RETMAのボールチャートで測定して水平垂直とも $\pm 2\%$ 以内におさめている。

5.2 カメラ制御器

5.2.1 構造

カメラ制御器は図5.2に示すように、プリント基板をすべて上部に配し、すべての回路チェックが片面からできるようにした。調整ツマミは極力少なくし、日常前面から調整するものは電源ON・OFF、撮像管ビーム、撮像管ホーカス、ポジネガの反転スイッチのみにし、従来前面に出していた撮像管ターゲット電圧、およびペダスタル調整は半固定とし側面内部に納めた。

5.2.2 プロセスアンプ

系統を図5.3に示す。

XTVでは、一般にプロセスアンプの中で行なう一連の信号波形操



図 5.2 カメラ制御器
Fig. 5.2 Camera control unit.

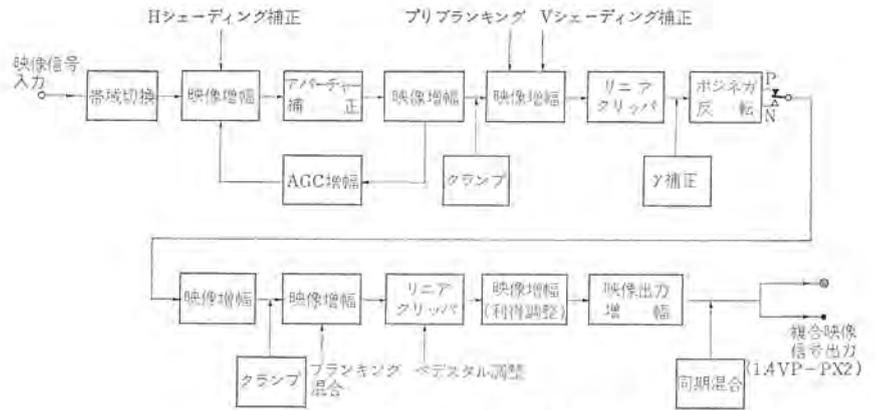


図 5.3 プロセッサンプ系統図
Fig. 5.3 Block diagram of process amplifier.

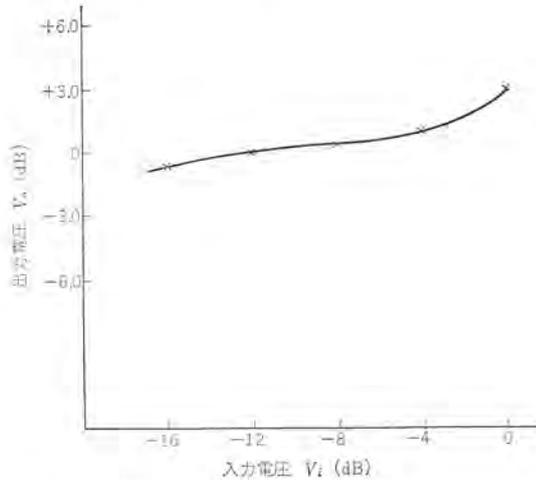


図 5.4 AGC 入出力特性
Fig. 5.4 AGC characteristic curve.

作・利得調整・ペダスタル調整を無調整化することが好ましく、また XTV の特質から映像極性反転が簡単にできる必要がある。映像極性の反転も含めて上記目的を達成するには種々の問題があるが、本装置では、その最も大きな原因である入力信号レベル変動に注目し、AGC 回路を採用することにした。

さいわいにして XTV の場合、撮像管への入射光量の変動は、一般の工業用テレビにおける被写体の明るさの変動に比べて少なく、せいぜい 10 倍以内であり、プロセッサンプの入力信号レベル変動は、ビデオの γ が約 0.65 であることから、さらに小さくなると考えられるので、AGC 回路の採用が可能である。

図 5.4 に使用した AGC 回路の入出力特性を示す。

AGC 回路により、暗電流分も含めて信号レベルをほぼ一定値に保つことができるので、映像極性の反転も他の調整なく、スイッチ操作一つで可能となった。また、XTV ではコントラストが非常に低いため、S/N が重要なことは前述のとおりであるが、ビデオカメラの場合、入力回路の周波数特性を補償するためのハイパス回路を有するので、S/N はビデオアンプの(帯域幅)^{3/2}に逆比例して悪くなる。したがって、とくに高解像力を必要としない場合には、帯域幅を制限して S/N をよくしたほうがきれいな画面で見ることができる。

本装置ではこの帯域幅の切換えを可能にし、総合での周波数特性を広帯域の場合は 6 Mc 以上、帯域を圧縮した場合は約 3.5 Mc とした。帯域を 3.5 Mc とした場合、S/N が (帯域幅)^{3/2}に逆比例することにより、6 dB 以上の S/N 改善が期待できる。

5.2.3 同期信号発生部

同期信号発生部は、等化パルスを省略した点以外は一般のそれ

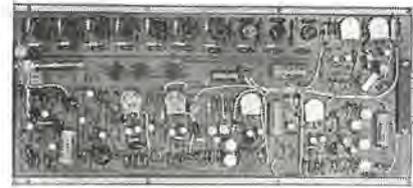


図 5.5 同期信号発生部
Fig. 5.5 Synchronizing signal generator.

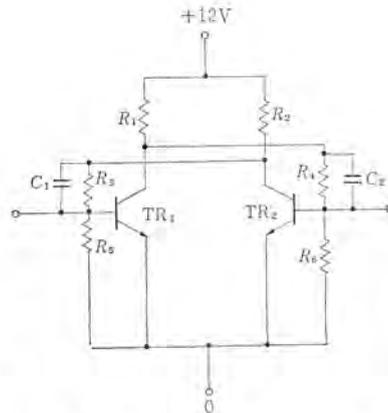


図 5.5 (a) モレクトロン FF 回路
Fig. 5.5 (a) Moletron Flip-Flop circuit.



図 5.6 (b) モレクトロン 外形
Fig. 5.6 (b) Exterior view of moletron.

と大差ないが、カウンタ回路に超小形素子モレクトロンを採用し、小形化および信頼性の向上をはかっている。

等化パルスの省略により、飛越走査が不完全になることが懸念されたが、V. Sync パルスの位相を適当に設定することにより、この点ほとんど問題にならなくすることができた。

カウンタ回路はモレクトロンのフリップフロップを使用し、そのテイ(通)降比をフィードバック回路の接続を 1 箇所変更するのみで、525 本方式・625 本方式いずれにでも使用できるようにしている。

図 5.5 に同期信号パネル、図 5.6 にモレクトロン FF の回路とモレクトロンの外形を示す。

モレクトロンの採用による利点は、何と云っても信頼性の向上にある。従来の真空管に対し、トランジスタは信頼度の点で 1 ヶタすぐれているといわれているが、実際に同一機能を有する回路を組立てた場合の平均故障間隔 (MTBF) のうえからは約 2 倍くらいしかならない。このおもな理由は真空管よりもトランジスタの場合、トランジスタの数が多くなり部品が増すこともあるが、最も大きなものはプリント配線を用いたためのハンダ付けの不良によるものである。

トランジスタ機器における故障の35%がハンダ付け不良によるものであることがわかっている。モロトロン¹の信頼度はシリコントランジスタと同程度であり、部品取付けのためのハンダ付けがなくなるので一般のトランジスタ回路よりもすぐれており、信頼度計算によるとMTBFがトランジスタ回路の約2倍になることが確かめられている。

5.3 受像機

画面の縦横比が1:1である点を除くと一般のピクチャモニタと変わらないが、使用ブラウン管に、とくにビームホークスのよいものを選別している点、水平・垂直の同期回路を安定化し、調整つまみを輝度とコントラストの二つのみにした点、および輝度・コントラスト調整を遠隔操作可能にしているところがおもな相違点である。

XTVでは幾何学的な形状のものを写すことが多いので、偏向ヒズミによる変形を少なくするように偏向の直線性をよくし、また水平偏向回路で発生するスイッチングパルスの減衰振動が、画面に出ないように十分注意する必要がある。

本装置ではこの点にとくに注意し、水平偏向回路部の配置およびアースポイントの決定は慎重に行ない、画面上ではまったく認められない程度に納めている。このほか、受像機をデスクに組込んだり、カメラ制御器のうえにのせて使用する場合に便利なよう、高さを最小に押えるよう努力した。

6. 今後の問題点

6.1 撮像管

XTVにおいては撮像管の選択が重要であることはいうまでもないが、選定にあたって特性上考慮されるべきおもなものは、

- (1) 感度がよいこと
- (2) 残像が少ないこと
- (3) γ 特性がなるべく大であること(とくに低照度において)
- (4) レスポンス特性のよいこと

などがあげられる。

現在入手できる高感度ビジコンには7735 A 7735 B 8484(GEC) 7325(GEC) などがあるが、必ずしもXTV用として十分なものとはいえない。PbO光電面のビジコン⁽⁵⁾は現在のところ、品質の安定性・寿命など今少しの点があるが、残像がほとんどなく、 γ 特性が1に近いなど、XTVに適したものと考えられ、今後の改良が期待される。

このほか解像度レスポンス特性の改善に対して、一般にアパーチャ補正が行なわれているが、入力信号レベルが低いので、アパーチャ補正による低下を考えると、アパーチャひずみを極力少なくするほうが効果的であり、セパレートメッシュタイプのビジコンたとえば8507の使用など、今後検討されるべきものと考えられる。

6.2 光学系

イメージアンプとビジコンカメラの組合せの場合には、タンデムレンズ系が用いられるが、本装置も同様に第1レンズに75 mm F1:1.1、第2レンズに35 mm F1:0.9のタンデムレンズ系を使用している。タンデムレンズ系の場合レンズの有効F値は、おもに第2レンズのF値で決定されるので、第2レンズに明るいレンズの使用が望まれる。また周辺光量の不足、フレアの問題など、まだまだ改良されるべき点があり、第1レンズと第2レンズを含めた合理的なレンズ系の設計が必要である。

6.3 機器の無調整化

医学用・工業用に使用されるテレビ装置は、完全自動化されていることが好ましく、XTVもこの例にもれない。しかしながら、常に最良の状態を保つことは現在のところではかなりむづかしい問題である。

XTVにおいては入射光量の変化は比較的少なく、自動化しやすい面もあるが観察するものが微妙であり、コントラストおよび輝度を変えて、ある特定のレベルのものを目をこらして見るような性質のものであるため、非常にむづかしい。これを達成するためにはX線装置・撮像管・TV回路技術および使用する医師の協力を得て、すべてを含めた総合的な研究がなされるべきである。

7. む す び

以上XT-101形XTV装置について詳述したように、従来の装置の欠点に改良を加え、医学用・工業用として取扱いやすいものとすることができた。開発以来すでに約50台(41年10月現在)の納入実績を有し、病院工場などで実用されている。

今後さらにはX線装置を含めた総合的な研究により、さらによいものとする努力を続けていきたい。終わりに、本装置開発にあたって絶大なご指導を賜った島津製作所放射線事業部中堀事業部長はじめ関係各位に心から感謝の意を表する。

参 考 文 献

- (1) 妻鹿、田部、道家ほか：X線テレビジョンにおける技術的問題、テレビ誌、15、221(昭36)
- (2) 道家：X線テレビジョン、「三菱電機技報」38、104(昭39)
- (3) 坂井：ビジコン用トランジスタ前置増幅器、テレビ誌、17、276(昭38)
- (4) E. F. de Haan et al : The "Plumbicon" a new television camera tube, Philips Technical Review, 25, 133(1963/64)
- (5) Koichi Sadashige : A study of noise in television camera preamplifiers, SMPTE 73, 202(1964)

全シリコンコンバータレス 25 W FM 移動用無線機

奥村 徹*・片山 泰一*・河野 実則*・白幡 邦彦*

All Silicon Transistorized Converterless 25 Watts FM Transceivers

Communication Equipment Works Tōru OKUMURA・Yasukazu KATAYAMA
Minori KAWANO・Kunihiko SHIRAHATA

Developed of late are high frequency large output transistors of high efficiency operating at low voltage to the extent of 12 V DC. They dispense with a DC-DC converter in mounting VHF radio equipment on a vehicle. This enables the equipment to be small sized, lightweight and consuming less current. Newly introduced type FM-19 radio equipment is of a dash-mount type and with 25 W transmitting output at 150 or 60 Mc. There is an automatic output control circuit to suppress the increase of transmission output in the fluctuation of power source voltage, specifically at higher voltage, and further to control the increase of P_c of transistors due to the output impedance under such condition as abnormal antenna impedance. The equipment is also given consideration on relays, which used to have relatively much trouble, that they are mostly made contactless and replaced by electronic circuits so as to make it highly reliable.

1. ま え が き

移動用超短波無線機は、近年トランジスタのめざましい発達に伴ない、真空管回路は逐次トランジスタに置き換ってきた、すなわち初期のものは主としてゲルマニウムトランジスタを一部の真空管回路に置き換えたものが多かったが、最近では耐熱、耐寒性のすぐれたシリコントランジスタが多く使用されるようになり、さらに高周波大出力トランジスタの製造技術の進歩により、無線機の全固体化がすすみ、全シリコントランジスタ化も実現して真空管式のものに比べるとはるかに故障の少ない性能の安定した信頼性の高い無線機の製作が可能になった。さらに最近開発された低電圧用高周波大出力トランジスタの出現と、近年統一された自動車用電池電源 12 V、負極接地という条件によって、送信機の電源が直接自動車の電池から供給できるようになった。

したがって従来の無線機に欠くことのできなかつた DC-DC コンバータを取除くことが可能になり、無線機の構造は飛躍的に小形単純化し、電源の所要電力も軽減することができるようになった。

ここに紹介する FM-19 形無線機は、150 Mc および 60 Mc 帯用としてこのほど開発された当社のコンバータレス 25 W の標準機であるが、以下にその概要と、低電圧用高周波トランジスタの採用によるコンバータレス化のほかに、回路技術上工夫をこらした点などについて述べる。

2. 機器の概要

2.1 設計の方針

この無線機は全シリコン化、小形化によりかなり過酷な条件でも安定な性能が期待されたので、過去の実績、各ユーザの要求などを考慮しつぎの基本設計とした。

(1) 環境条件

- (a) 使用周囲温度 $-10 \sim +50^{\circ}\text{C}$ ただし $-20 \sim +60^{\circ}\text{C}$ でも異状を生じないものとする
- (b) 振動 $0 \sim 2,100 \text{ c/min}$, 最大加速度 5 G
- (c) 衝撃 20 G

(2) 取付場所

ダッシュマウントを基本とし、本体制御器は一体化してツリ(吊)下げ式に装着するが、必要に応じ制御器は分離可能とするよう本体前面にプラグイン式で取付ける。

(3) 寸法

できるだけ小形化し、とくに自動車に装着した場合足まわりのじゃまにならぬよう薄形とする。スピーカは別箱とする。

(4) 保守性

本体のシャーシはダッシュボードにツリ下げたきょう体に引き出し式に装着し、キャッチクリップにより固定し簡単に着脱可能とする。

シャーシには、送信部、受信部をプラグイン式でネジ止めする。送信部、受信部はさらに数個の回路基板に細分化し、点検、修理を容易にする。

(5) 調整点検

調整部分(バリコン、可変抵抗器等)はすべて片面(上面)から操作可能とし、主要な点検回路はメータ用のソケットに集中し、FM テスタまたは専用の試験器による迅速な点検を可能とする。

(6) 狭帯域化

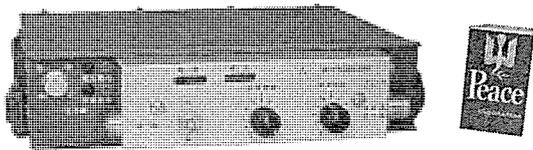
狭帯域化に際しては、受信用水晶フィルタの交換と、送信用変調回路の調整を含む簡単な調整で可能とする。したがって送信および受信周波数制御用の水晶発振回路は、狭帯域化の場合に必要な周波数偏差 $\pm 5 \times 10^{-3}$ を確保するよう水晶発振回路を組み込んだユニットを使用する。

(7) リレーの無接点化

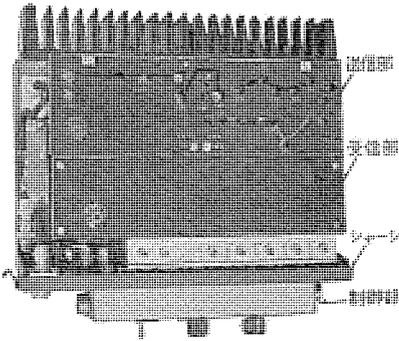
接触不良など障害の原因になる機械的リレーを極力使用しない回路とする。すなわち、電源はスイッチじか切りとし、またプレストーク用の送受切換えリレーも使用しない。アンテナリレーも電子回路に置換え可能とするが、価格の面で当面の標準機は機械的、同軸リレーを使用する。

(8) 多チャネルの実装

150 Mc 帯では $\pm 400 \text{ kc}$ 程度、60 Mc 帯では $\pm 200 \text{ kc}$ 程度、同調回路の調整を行わずに水晶発振器の切換えで周波数の切換えが可能とする。この無線機は 4 波までの実装が可能のように、発振器実装のスペースはとっておくが、標準機は切換えなしの 1 波と



(a)



(b)

図 2.1 FM-19 形無線機の外観および内部構造
Fig. 2.1 Mobile radio type FM-19 exterior and interior view.

表 2.1 主要性能
Table 2.1 Ciucepal items of performace.

項目	形名	FM-19 A	FM-19 C
一般性能	周波数範囲	148~162 Mc	54~68 Mc
	周波数間隔	30 kc(15 kc*)	40 kc(20 kc*)
	通話方式	プレストーク方式	
	チャンネル数	1波(ただし近接4波まで実装可能)	
	電力消費	入力 13.8V DCにおいて 送信時 6A以下 受信時 0.6A以下 待受時 0.4A以下	
性能	周囲条件	周囲温度 10~+50°C ただし -20~+60°C で異常を生じない 相対湿度 +35°C, 95% 振動 c/min 0~500 全振幅 3mm 500~1,800 全振幅 1mm	
	送信出力	25 W +20% -40%	
送信性能	出力インピーダンス	50Ω 不平衡 ただし VSWR ≤ 2 に整合可能	
	変調方式	可変リアクタンス位相変調方式	
	最大周波数偏移	±10 kc(±5 kc*)	±12 kc(5 kc*)
	周波数許容偏差	5 × 10 ⁻⁶	
	テイ倍数	6	
	変調周波数特性	1 kc 20% 変調基準 0.3 kc -10.5 ± 3 dB 2 kc -4 ± 3 dB 3 kc -6 ± 3 dB	
受信性能	スプリアス放射強度	帯域内 -80 dB 以下 帯域外 -60 dB 以下	
	変調ひずみ	1 kc 20% 変調 -20 dB 以下	
	変調 S/N	1 kc 100% 変調 45 dB 以上 (40 dB 以上*)	
	残存 AM 変調	1 kc 100% 変調 5% 以下	
	受信方式	水晶制御シングルスーパーヘテロダイン	
	中間周波数	10.7 Mc	
受信性能	入力インピーダンス	50Ω 不平衡	
	感度	20 dB QS 6 dB(μV)以下	
	S/N	1 kc 70% 変調 30 dB(μV)入力で 40 dB 以上	
	局発周波数許容偏差	5 × 10 ⁻⁶	
	通過帯域幅	6 dB 低下 24 kc 以上(12 kc 以上*)	
	選択度	±25 kc(±12.5 kc*)において 70 dB 以上	
受信性能	スプリアス感度	-70 dB 以下	
	感度抑圧効果	6 dB 感度低下を生ずる。隣接周波数入力 80 dB(μV)以上	
	相互変調感度	同方向の隣接、次隣接周波数の 20 dB QS 入力 65 dB(μV)以上	
	低周波出力	1 kc 70% 変調 20 dB(μV)で 1 W 以上	
	ひずみ	出力 1 W -20 dB 以下	
	周波数特性	1 kc 20% 変調基準 0.3 kc +6 ± 3 dB 2 kc -4 ± 3 dB 3 kc -8 ± 3 dB	
スケルチ	10 dB QS 以下 ~20 dB QS 以上まで可変 ただし 40 dB(μV) 以上の入力を抑圧しない		

(*) は狭帯域の場合

する。

(9) 150 Mc, 60 Mc の共通化

150 Mc 帯, 60 Mc 帯は, シャーシ構造はもとより, 極力部品および回路の標準化をはかる。

(10) 電源電圧

EIA 規格に準拠し, 基準電圧を 13.8 V とする。ただし, ±10% では性能の低下は最小限にとどめ, ±20% でも異常を生じないものとする。

2.2 構造

以上にのべた基本設計によりまとめたのが, 図 2.1 に示す FM-19 形無線機である。

寸法および重量はつぎのとおりである。

(1) 無線機本体: 高さ 60 × 幅 265 × 奥行 244 mm

重量 約 5.5 kg

(2) スピーカーボックス:

高さ 125 × 幅 125 × 奥行 70 mm

重量 約 1.5 kg

2.3 性能

この無線機の主要性能は表 2.1 に示すとおりである。

3. 送信回路

3.1 系統図

150 Mc の系統図を図 3.1 に示す。60 Mc 機については AMP-2 と AMP-5 が省略されているほかは 150 Mc 機と同じである。

3.2 送信出力トランジスタとその熱設計

本機の出力段にはとくにコンパタレス機用として開発された当社製のシリコントランジスタ 2SC703, 2SC704 が使用されている。

これらのシリコントランジスタの規格を表 3.1 に示す。終段の 2SC704 は P_0 40 W のトランジスタで, これを 2 本並列にして約 30 W の出力を得た場合のコレクタ損失は約 15 W であるが, 励振電力約 10 W を含めると, 1 本当たりの損失は約 13 W となる。トランジスタは, 後部に設けた放熱片に直接取り付けられ, 放熱されるので送受 1:3 の割合で送信した場合約 16°C, 通風なしで連続送信した場合にも放熱片は約 45°C の温度上昇にとどまる。(図 3.2 参照) すなわち周囲温度 60°C において連続送信した場合でもその熱的余裕は

$$\begin{aligned} \text{余裕} &= T_{j \max} - (T_a + \Delta T_f + \theta_{jc} \times P_c) \\ &= 200^\circ\text{C} - (60^\circ\text{C} + 45^\circ\text{C} + 44^\circ\text{C}/\text{W} \times 13\text{W}) \\ &= 38^\circ\text{C} \end{aligned}$$

ただし $T_{j \max}$: トランジスタのジャンクション許容最高温度

T_a : 周囲温度

ΔT_f : 放熱片温度上昇

表 3.1 送信用トランジスタの規格
Table 3.1 Specification of transistor.

品名	V _{CEO} (V)	V _{CE0} (V)	V _{EB0} (V)	hFE	C _{ob} (pF)	P ₀ (W) V _{CE} /P _{im} f	η (%)	θ _{j-c} (°C/W)	P _c (W)	I _c (A)
2SC704 (MTM 563)	>40	>20	>4	15~120	<55 (13.5V)	>16.3 13.5V/55W/ 175Mc	>70	<4.4	40	4
2SC703 (MTM 565)	>40	>20	>4	15~120	>35 (13.5V)	>11 13.5V/55W/ 175Mc	>65	>7	25	2
2SC702 (MTM 503)	>40	>20	>3	15~	<10 (15V)	>2.5 15V/0.21W/ 150Mc	>55	<17.5	10	0.75

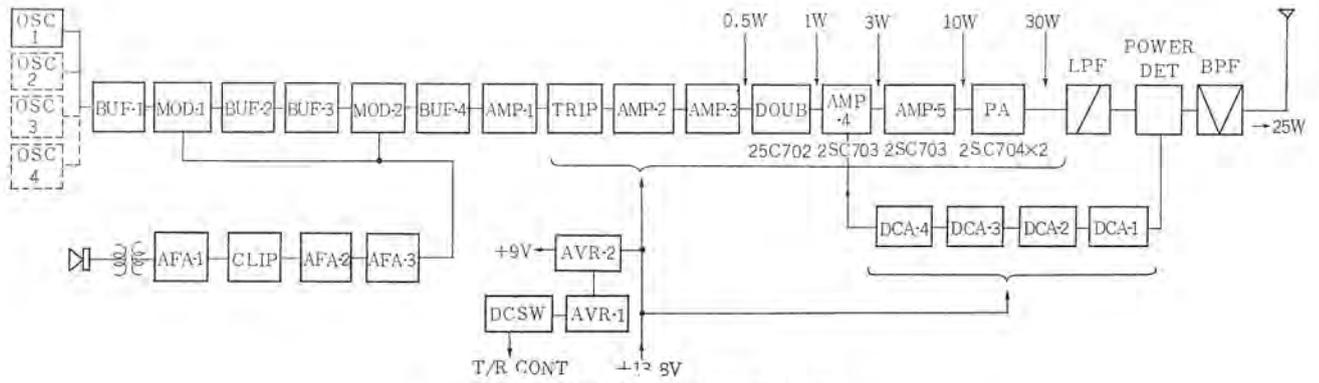


図 3.1 150 Mc 送信部系統図
Fig. 3.1 Block diagram of 150 Mc transmitter.

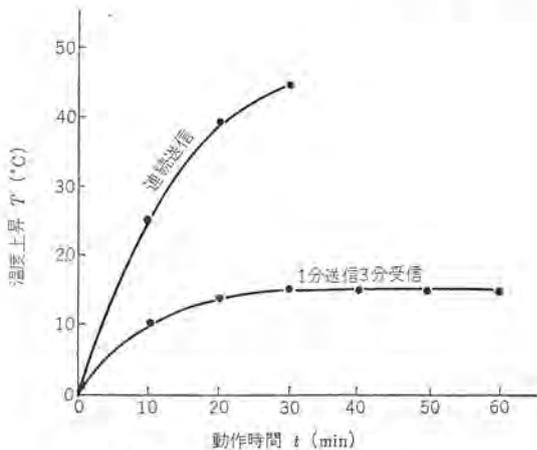


図 3.2 放熱片の温度上昇
Fig. 3.2 Temperature rise of radiator.

θ_{jc} : ジャンクション熱抵抗
 P_c : コレクタ損失

となお余裕をもたせた設計になっている。

3.3 自動出力調整回路

(1) 電源電圧変動に対する対策

以上の設計により基準電源電圧 13.8 V において送信出力 25 W 以上を得ることができるが、バッテリー電圧の変動に対して送信出力が電波法の規定値 ($\pm 10\%$ の電圧変動に対して定格出力 $+20\%$, -50% 以内) を満足するためには、定格電圧における出力を定格出力よりやや少なめにしておくか、あるいは AVR を付加して電源電圧の変動をおさえる必要がある。しかしこの無線機では、電源電圧が 13.8 V と低く、AVR 付加による約 1 V の固定損失は電源効率を落とすばかりでなく、送信回路の基準動作電圧をさらに低い 12 V 程度にする必要があるため、送信出力を検出してこれが一定値になるような自動出力制御 (Automatic Power Control 略して APC) 回路を付加した。この回路はつぎの項にのべる空中線異常時の保護回路と共用されているが、送信電力を一定に制御するから、

(a) 電池電圧の異常上昇時にも出力は一定値に制御され、トランジスタのコレクタ損失増大による過熱、破損を防止できる。

(b) 温度変化あるいは周波数切換え時における同調ズレによる出力変動をきわめて少なくできる。

などの利点がある。

図 3.3 は APC があるときとないときの電源電圧変動に対する送信出力変動、入力電流および終段コレクタ電流の変化を示すが、APC がかかりはじめると、電圧上昇に対して入力電流はむしろ

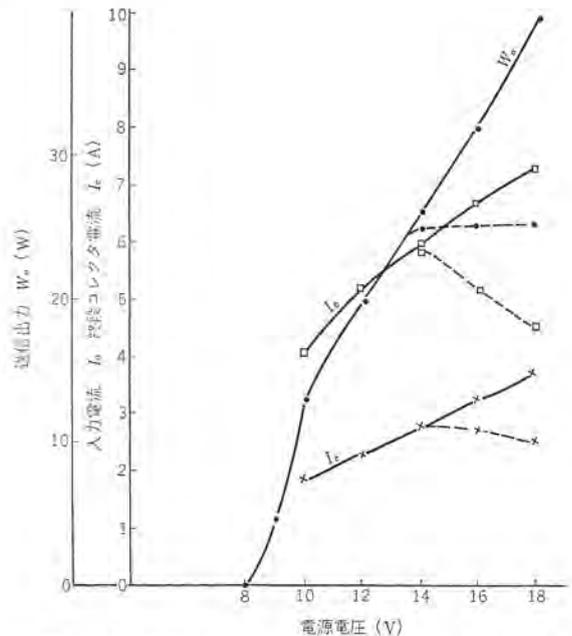


図 3.3 電源電圧変動に対する送信出力、電流消費
(.....は APC を付したの場合)
Fig. 3.3 Battery voltage vs power out put current drain.

減少する傾向を示し、APC を動作せしめても電源電圧 10~18 V において終段トランジスタのコレクタ効率率は約 60%、電源効率も約 30% でほとんど変化していない。

(2) アンテナ異常時に対する保護

トランジスタ式送信回路は負荷インピーダンスの変動すなわちアンテナまたは電線の開放、短絡などの異常時に、トランジスタのコレクタ出力インピーダンスが変化し、コレクタ損失 P_c が増大してトランジスタが破損しやすいという欠点がある。通常この種の異常時対策として、十分 P_c の大きいトランジスタを使用して安全をみるべきであると考えられているが、送信電力が高出力化するほど、またトランジスタが高効率化するほど、コレクタ損失の余裕を大きくとる必要があって不経済である。そこでこの無線機ではアンテナ異常時においても正常動作時とほとんどかわらない位に P_c を制御するよう、アンテナの反射電力を検出して上述の APC 回路を動作するようにした。一般に負荷の VSWR を σ 、進行電力を W_f 、反射電力を W_r とすると、これらの間には

$$W_r/W_f = \Gamma^2 = \{(1-\sigma)/(1+\sigma)\}^2$$

ただし Γ : 反射係数

$$\text{すなわち } W_r = \{(1-\sigma)/(1+\sigma)\}^2 W_f$$

の関係がある。いま一例として $W_f \leq 25W$, $W_r \leq 5W$ として、

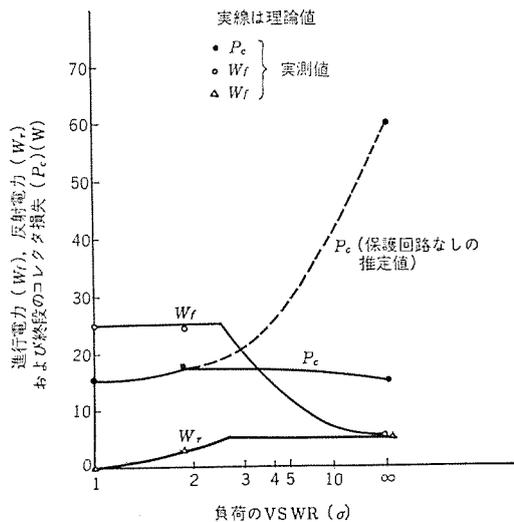


図 3.4 進行波電力 25 W, 反射電力 5 W とした場合の APC 特性

Fig. 3.4 VSWR protection characteristics controlled by reflected power.

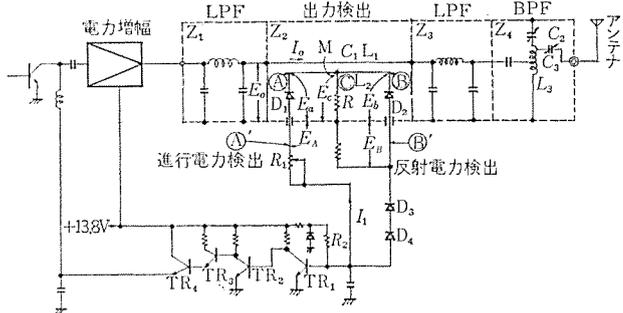


図 3.5 自動出力制御回路

Fig. 3.5 Automatic power control (APC) circuit.

そのいずれも満足する値を σ について描けば図 3.4 に示すようになり、 $1 < \sigma < 2.6$ では $W_f = 25W$, $\sigma > 2.6$ で $W_r = 5W$ となる。すなわち $\sigma = \infty$ では進行電力、反射電力とも 5 W に抑制されるわけである。

(3) 検出回路と制御回路

以上にのべた APC 回路は図 3.5 に示すとおり送信機の出力回路とアンテナ回路の間にそう入されたフィルタブロックの内部に進行、反射電力の検出回路をおさめ、この出力により動作するようになっている。以下簡単にその動作を説明する。

図 3.5 において Z_1, Z_3, Z_4 は送信出力回路のスプリング除去用のフィルタであり、 Z_2 は進行、反射電力の検出回路であるが、その伝送線 L_1 上の電圧を E_0 、電流を I_0 とし、これに結合するコイル L_2 との相互インダクタンスを M_1 、 L_1 と L_2 の間の結合容量を C_1 とする。

L_1 の中点◎は抵抗器 R でアースされているから、点◎に存在する電圧 E_c は $R \ll 1/j\omega C_1$ とすれば、

$$E_c = j\omega C E_0 R \quad \dots\dots\dots (3.1)$$

となり、端子④および⑥の電圧を E_a, E_b とすれば

$$E_a = j\omega C E_0 R + 1/2j\omega M I_0 \quad \dots\dots\dots (3.2)$$

$$E_b = j\omega C E_0 R - 1/2j\omega M I_0 \quad \dots\dots\dots (3.3)$$

となる。ここで $M/2CR = E_0/I_0 = Z_0 = 50 \Omega$ となるよう M, C, R をえらべば、 $E_b = 0$ となり、 $E_a = 2j\omega C E_0 R$ となるので、④には進行波電圧が検出され、逆位相の反射電圧は検出されない。同様に⑥点には反射電圧のみ検出される。

④および⑥点の電圧は、 D_1, D_2 によって整流され、④'および⑥'には、それぞれ進行および反射電圧に比例した電圧 E_a, E_b がとり出されるので、 $TR_1 \sim TR_4$ を含む APC 回路は、この E_a, E_b のいずれかがあるレベル以上になったとき、 TR_1 は非導通、 TR_2 が導通、 TR_3 および TR_4 が非導通となって送信の増幅段のコクタ電圧を下げ、出力を制限するように動作する。

すなわち TR_1 のベースは分圧抵抗 R_1, R_2 の接続点に接続されているから、 TR_1 が導通から非導通になるベース電圧を $+0.7V$ 、ゼナーダイオードの電圧を E_Z とすれば、 E_a はつぎのような条件となる。

$$(E_Z - 0.7)/R_2 = (-E_a + 0.7)/R_1 = I_1$$

(ただし I_1 は R_1, R_2 を流れる電流とし、 TR_1 のベース電流はこれを無視する)

一方、⑥'点はダイオード D_3, D_4 をへて TR_1 のベースに接続されているから、 D_3, D_4 の順方向電圧降下をそれぞれ $0.6V$ とすれば⑥'点の電圧 E_B は

$$E_B = +0.7 - 0.6 \times 2 = -0.5$$

となり、 $-0.5V$ 以下になったとき、送信出力を抑制することになる。

図 3.4 にはこの回路を実際に動作させたときのアンテナの VSWR が 1, 2 および ∞ の場合の進行波電力 W_f 、反射電力 W_r および終段のコクタ損失 P_c の実測値を示してあるが、 P_c は VSWR が増加してもほとんど増加せずトランジスタは十分保護されていることを示している。

なお、図 3.3 のバンドパスフィルタ Z_4 はそのバリコン C_2, C_3 によってアンテナ回路の VSWR が 2 以下の範囲で、整合をとり、反射検出電圧をゼロに調整できるので、送信機の最適動作状態と定格出力を維持できるようになっている。

3.4 水晶発振ユニット

$-10 \sim +50^\circ C$ で $\pm 5 \times 10^{-8}$ の安定度を確保した水晶発振ユニットを使用し、狭帯域化移行に備えた。水晶ユニットは、プラグイン式のもので 4 個のユニットが実装できるスペースを設けた。水晶発振器の大きさは 15(幅) \times 25(長さ) \times 16.5(高さ) である。

3.5 変調回路

低周波の出力回路には、3 kc 以上の周波数に対して $40 \log_{10} f/3$ (dB) 以上減衰させるいわゆるスプラッタフィルタを備え、狭帯域化の場合の周波数偏移のひろがり防止した。また変調回路は 4 段のバリキャップ位相変調回路で広角度変調し、周波数 τ (通) 倍数を 6 倍としたが、各段の移相回路のインピーダンス変化によるヒズミの増大を減少するため、4 段の変調回路を 2 段ずつにわけ、間に緩衝増幅器をそう入して調整をやりやすくした。

4. 受信回路

4.1 系統図

150 Mc の系統図を図 4.1 に示す。60 Mc のものは局部発振周波数の τ 倍を行っていないほかは 150 Mc のものと同じである。

4.2 利得配分

高周波増幅回路での利得を必要最小限におさえ、雑音指数の低いトランジスタを RF 増幅、ミキサ、IF 増幅器の初段に使用することにより、相互変調特性 (IM) および感度抑圧特性 (DS) は電波法の規定値にかなりの余裕をもたせたいう、20 dB QS 感度はほぼ 0 dB (μV) 以下にまで上げることができた。

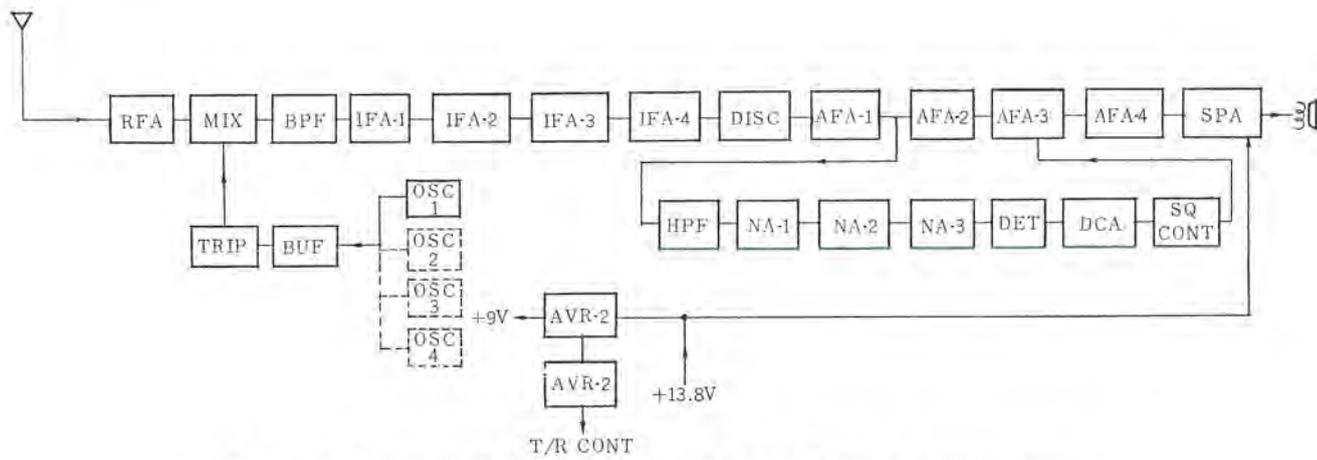


図 4.1 150 Mc 受信部系統図

Fig. 4.1 Block diagram of 150 Mc receiver.

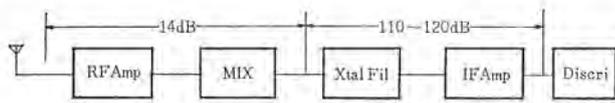


図 4.2 受信機の利得配分
Fig. 4.2 Receiver gain distribution.

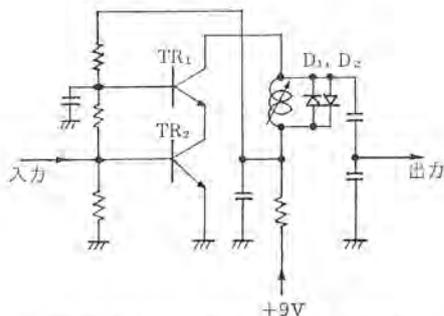


図 4.3 1F 増幅用カスケード回路
Fig. 4.3 Cascade circuit for IF amplifier.

利得配分は図 4.2 に示すとおりである。

4.3 高周波増幅回路

高いQをもつ同調回路をカスケードに接続した多段同調形フィルタを使用し、少ない損失と良好な選択度としイメージ、スプリアス感度とも100dB以上となることを目標とした。

4.4 IF増幅回路

上記の利得配分でIF増幅回路は約120dBの利得が必要なため、各段を安定にし、段数を少なくして、図4.3に示すとおりカスケード増幅回路を4段使用した。これらの増幅段はシャペイを行なって電源回路、出力回路による帰還を防止した。またタンク回路のダイオードは、大きな信号入力でトランジスタが飽和し、動作が不安定になるのを防止するためのものである。

4.5 ディスクリミネータ

LC方式のディスクリミネータとしては電圧感度のよい変形ウイ形不平衡ディスクリを採用し、約20mV/kcの感度を得ている。高感度の水晶ディスクリを用いていない理由は後述のスケルチ回路に約40kc以上の雑音を用いるため、広帯域のディスクリを必要としたからである。

4.6 スケルチ回路

スケルチ回路は一般にディスクリの低周波出力の中からハイパスフィルタを通して雑音のみを取りだし、これを増幅して整流し、入力の増加に伴って雑音整流出力が減少するのを利用してスケルチを開かせる。いわゆるノイズスケルチ方式が用いられているが、中間周波

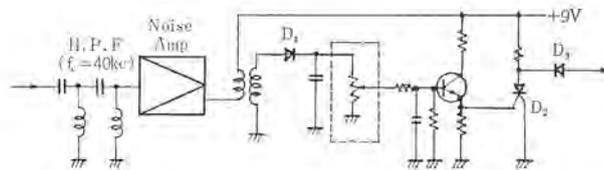


図 4.4 スケルチ回路 Fig. 4.4 Squelch circuit.

数の帯域幅が広帯域でも約25kc、狭帯域でも約13kcとせまくなってきたので、雑音を取りだすフィルタのカットオフ周波数をうまくえらばないと、比較的大きい入力では変調時に雑音増幅器の出力が増大してスケルチをとじてしまう、いわゆる変調ロックを起しやすいという欠点がある。

大きい入力まで制御をのばすためには、さらに中間周波増幅段の搬送波を検波し、上記の雑音検波電圧に合成して制御する方式が多く用いられているが、温度変化によるスケルチ開放レベルの変動や、外来雑音、とくにイグニッション雑音混入時に搬送波検波電圧が上昇してスケルチが開放するという不都合も生じるほか、この二つの検波電圧をよほどうまく合成しないと、トランジスタのパラツキによってはうまく連続的に可変制御できないという欠点もある。そこで本機では搬送波検波方式は行わず、ディスクリ出力から得られる雑音から40kc以上の雑音のみを取りだし、スケルチを制御することにした。この40kcの雑音は、IF初段の水晶ロハ器以降において生ずるIF増幅器の雑音であるから、変調の有無によってスケルチの動作レベルに影響を与えず、また、イグニッション雑音等外来雑音によってもほとんど影響がなく、比較的高い入力信号レベルまで安定に制御できるものである。

スケルチ回路は図4.4に示すとおりのものであり、遠隔操作も容易なように直流制御である。D2はスケルチの切れをよくするために用いてあるサイリスタであるが、サイリスタをその陽極電流を保持電流以下で使用すると、高い電圧増幅利得がえられることを利用したものである。

5. 電源および制御回路

5.1 電源回路

この無線機はコンパタ電源を使用していないので、負極接地電源専用として、負極はシャーシに接続したが、電源回路にはヒューズをそう入し、電源の極性を誤接続した場合は、大容量ダイオードによりヒューズを溶断せしめる方式とした。

また、送信機回路の前段および受信機回路は低周波出力トランジ

スタのコクタ電源を除いて9VにAVRされた二つの電源を用い、プレストークスイッチのアースにより受信から送信に切替わるようにした。したがって電源投入と同時に送信機の後段のコクタ回路には電圧が印加されるが、これらのトランジスタはC級動作の回路としてあるので、電流はほとんど流れない。

5.2 送受切替回路

本機は機械リレーを使用しないで、プレストークスイッチによって送受信の切替えを行なえるよう図5.1に示す切替え回路とした。

すなわち送信機回路はTR4、TR5がAVR回路を形成しておりプレス時にはTR3が非導通となり+9Vの出力が現われるようになっている。受信機回路はTR1およびTR2がAVRを形成するがプレス時にはTR2のコクタがアースされるため、AVR出力が断となる。この切替え回路のプレストークスイッチを流れる制御電流は約10mAであるので、自動中継機として使用する場合、前記のスケッチ回路の制御出力を利用すれば機械リレーをまったく使用せず自動中継を行なわせることもできる。

6. む す び

以上、全シリコントランジスタ、コンパタレス式移動用無線機FM-19形の概要とこれに採用した新しい回路技術についてのべた。本機

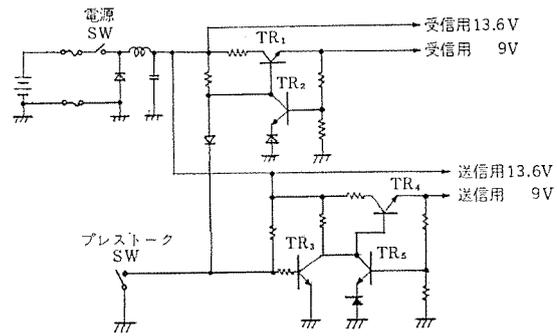


図 5.1 送受切替回路
Fig. 5.1 Transmitting and receiving change-over circuit.

は信頼性・寸法・重量そして価格の面でも、従来のものに比べて画期的な製品になったと自負するものである。近い将来すべてのこの種の無線機に全シリコンコン、パタレス式が採用されるのも必至と考えている。

半導体の進歩はめざましいものがあり、より高い信頼性、経済的な機器への要求とあいまって、新しい機器の開発に、改良に関係者一同、いっそう努力したい所存である。大方諸賢のご批判をいただければ幸である。

DHE 形磁気シャ断器

桜井武芳*

Type DHE Magnetic Blow-Out Air Circuit Breakers

Itami Works Takeyoshi SAKURAI

Type DHE magnetic blow-out air circuit breakers are new developments in which insulation to the ground is made with epoxy resin castings, and, together other improvements, the weight is made lighter by 20~40 % than that of conventional breakers of the same type and rating. To prove their excellence, tests have been conducted according to rigid standards. Also special tests have been made to verify the reliability of the new apparatus on short circuit current interruption in 100 % humidity and heat shock and thermo cycling as well as analysis with a strain gauge. They are built small sized and lightweight with their components mostly common to various ratings. This enables the quality control to be accomplished with ease.

1. ま え が き

センタローアウト式消弧室をもつ DHM 形磁気シャ断器⁽¹⁾⁽²⁾⁽³⁾が開発されて、磁気シャ断器の高圧大容量化および小形化がすすめられてきたが、最近の傾向はさらに磁気シャ断器の小形・軽量化が望まれるようになった。この傾向に適合すると同時に信頼度をいっそう高め、保守点検が容易であるまったく新しい磁気シャ断器 DHE 形を開発したので以下これについて紹介する。

2. 定格および外形寸法

このシャ断器の定格は表 1. 1、外形寸法は図 2. 1 に示すとおりである。重量および外形寸法は、従来の同一定格の磁気シャ断器にくらべ大幅に低減されている。一例を図 2. 2 に示す。

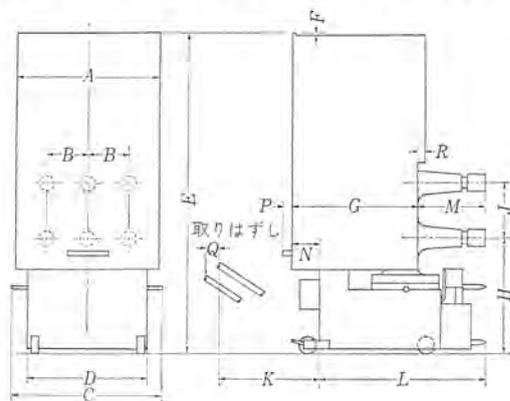


図 2. 1 外形寸法

表 1. 1 DHE 形磁気シャ断器定格表

Table. 1. 1 List of type DHE magnetic blow-out circuit breaker.

形名	定格電圧 (kV)	シャ断容量 (MVA)	定格電流 (A)	重量 (kg)	従来形との比較	
					重量軽減率 (%)	体積軽減率 (%)
3-DHE-10	3.6	100	600	280	—	—
			1,200	280		
3-DHE-25	3.6	250	1,200	330	34	40
			2,000	355	46	59
6-DHE-15	7.2/3.6	150	600	325	50	59
			1,200	325	51	59
6-DHE-25	7.2	250	1,200	340	49	59
			2,000	365	55	70
6-DHE-50	7.2	500	1,200	655	23	39
			2,000	690	26	39
10-DHE-50	12	500	1,200	670	26	39
			2,000	705	31	39

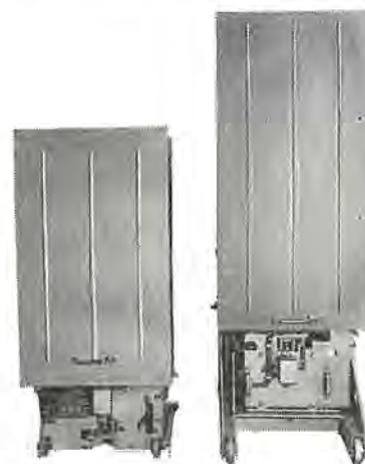


図 2. 2 新旧両シャ断器外形比較

左は新 6-DH-15
右は旧 6-DH-15

Fig. 2. 2 Outline of old and new 7.2/3.6 kV 150 MVA breaker.

形名	定格電圧 (kV)	シャ断容量 (MVA)	定格電流 (A)	A	B	C	D	E	F	G	H	J	K	L	M	N	P	Q	R
3-DHE-10	3.6	100	600	560	178	573	463	1,273	19	472.5	418	216	985.5	552.5	196.5	115	35	41	19
			1,200	560	178	573	463	1,273	19	472.5	418	216	985.5	552.5	196.5	115	35	41	19
3-DHE-25	3.6	250	600	560	178	573	463	1,273	19	472.5	418	216	985.5	552.5	196.5	115	35	41	19
			1,200	560	178	573	463	1,274	19	472.5	418	216	985.5	552.5	196.5	115	35	41	19
6-DHE-15	3.6/7.2	150	600	560	178	573	463	1,273	19	472.5	418	216	985.5	552.5	196.5	115	35	41	19
			1,200	560	178	573	463	1,273	19	472.5	418	216	985.5	552.5	196.5	115	35	41	19
6-DHE-25	7.2	250	1,200	560	178	573	463	1,273	19	472.5	418	216	985.5	552.5	196.5	115	35	41	19
			2,000	560	178	573	463	1,273	19	472.5	418	216	985.5	552.5	196.5	115	35	41	19
6-DHE-50	7.2	500	1,200	790	254	803	626	1,547	20	650.5	502	254	985.5	769.5	239.5	83	35	41	45
			2,000	790	254	803	626	1,547	20	650.5	502	254	985.5	769.5	239.5	83	35	41	45
10-DHE-50	12	500	1,200	790	254	803	626	1,547	20	650.5	502	254	985.5	769.5	239.5	83	35	41	45
			2,000	790	254	803	626	1,547	20	650.5	502	254	985.5	769.5	239.5	83	35	41	45

Fig. 2. 1 Outline dimensions of type DHE magnetic air circuit breakers.

3. 構造

この形式のシヤ断器は従来のもの⁽¹⁾⁽²⁾⁽³⁾と同様に、アークを上方に吹上げる消弧室と水平引出し式のメタルクラッドに適するよう設計されているが、簡単なカバーをつけて単独すえつけ式とすることもできる。外観を図 3.1 に示す。水平引出し式はメタルクラッドへの出し入れが軽快にでき、上方にアークを吹き上げる消弧室構造は、上昇気流を利用できるので、消弧能率がきわめて高くなる。この方式は、最近各社の縮少形磁気シヤ断器にとり入れられつつあり、この事実は従来より当社が一貫して製作してきたこの方式の優秀さが認められたことを証明している。またこのたび新しくブッシングと対地絶縁を一体化したエポキシ樹脂注形の単極ベースを用い、小形軽量化をはかるとともに、対地絶縁部には図 3.2 に示すようにすべてエポキシ樹脂を採用し、電気絶縁の信頼性を向上させている。

3.1 消弧室

新しい DHE 形磁気シヤ断器にも従来の DHM 形⁽¹⁾⁽²⁾⁽³⁾と同様、センタブローアウト式消弧室は図 3.3 に示すように、磁極は H 形を形成し、吹消コイルを消弧室の中央におき、その左右に積層された特殊耐熱磁器製の主消弧板が並べられている。吹消コイル付近には、吹消コイルに並列にはいるアークを消弧して電流をすみやかに吹消コイルへ移すための補助消弧板と呼ぶ小形の消弧板の積

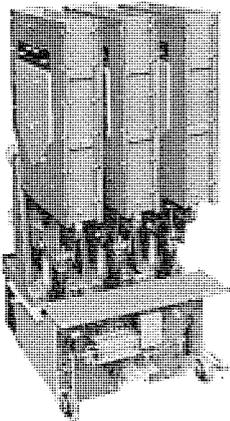


図 3.1 3-DHE-25 3.6 kV 250 MVA 1,200 A 磁気シヤ断器
Fig. 3.1 Type 3-DHE-25, 3.6 kV 250 MVA 1,200 A magnetic air circuit breaker with barrier removed.

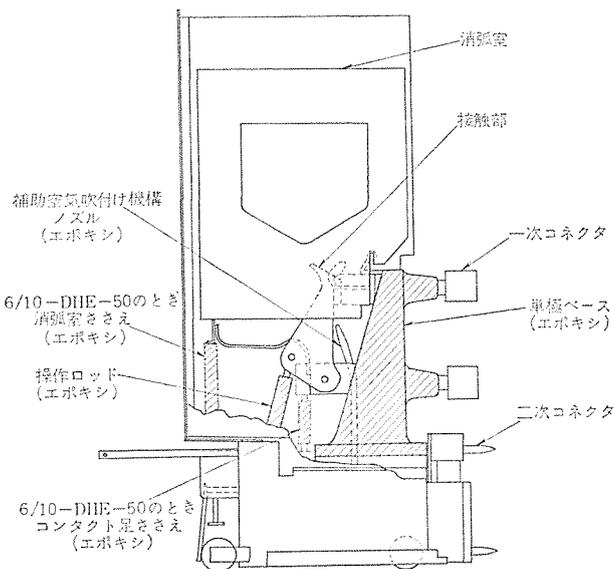


図 3.2 対地絶縁にエポキシ樹脂を使用した DHE 形磁気シヤ断器構造
Fig. 3.2 Sectional view of DHE breaker showing the use of epoxy resin insulation between live parts and ground.

層が設けられている。この構造から明らかなように、消弧板が吹消コイルに近いので、強力かつ均一な磁界が得られ、消弧室の全域にわたって、きわめて良い消弧性能を発揮し、大容量のものまで比較的小形に設計できる。

また図 3.4 によってもわかるように、H 形磁極使用による電極配置は、左右対称となっているため、開極極間の電位分布が良好となり、衝撃電圧レベルに対して余裕ある設計ができる。このセンタブローアウト方式もまた他社の縮少形磁気シヤ断器に採用され、消弧室の小形化・大容量化にはこの方式が最適であることを示している。消弧板は特殊耐熱磁器板で、図 3.5 に示すように逆 V 字形のミジをもち、これを相互に積層することにより、上方へアークが移動するにしたがって、アークは細く長く引きのばされ、アーク電圧は上昇し、同時に冷却消イオンされ消弧される。

図 3.3 に示すように、H 形磁極の継鉄にはコマトリコイルが巻かれており、吹消磁束の位相を電流の位相より適当におくらせるようにしてある。これは消弧にもっとも重要な電流零値近傍においても適当な磁束が存在し、残留イオンを吹き消すようにすれば、シヤ断容量を増加させることができるので設けられている。6-DHE-50 形 (7.2 kV, 500 MVA)、および 10-DHE-50 形 (12 kV,

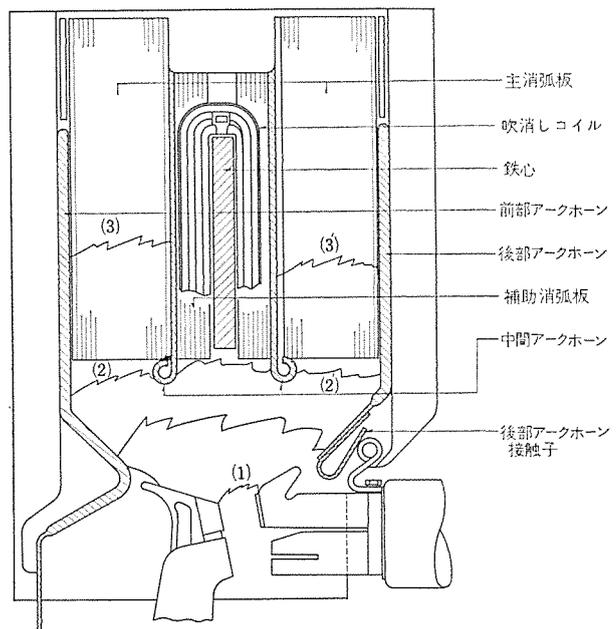


図 3.3 DHE 形磁気シヤ断器消弧室説明
Fig. 3.3 Interrupting chamber of type DHE magnetic air circuit breaker.

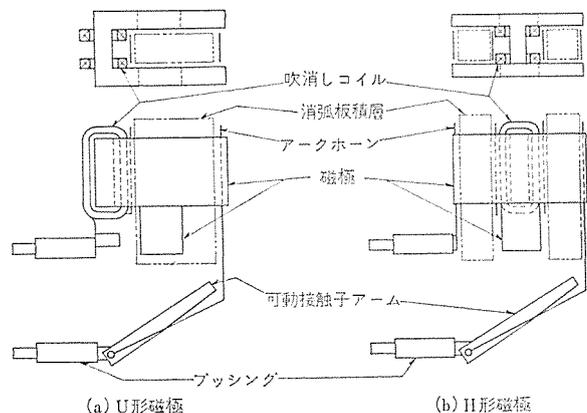


図 3.4 H 形磁極と U 形磁極との構造比較
Fig. 3.4 Geometrical configurations of H type core and U type core.

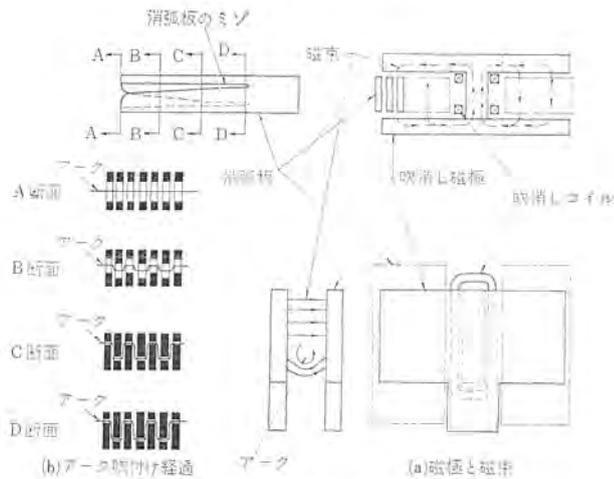


図 3.5 磁気シタ断器消弧原理説明
Fig. 3.5 Diagram showing the arc extinguishing mechanism of H type core.

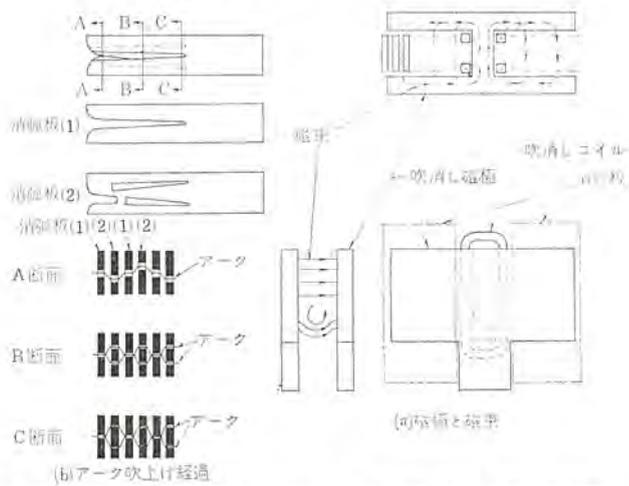


図 3.6 6-DHE-50 および 10-DHE-50 形の消弧原理説明
Fig. 3.6 Diagram showing the arc extinguishing mechanism of type 6-DHE-50 and 10-DHE-50.

500 MVA) シタ断器は、シタ断容量が大きいので特殊形状の消弧板を持つ消弧室である。すなわち消弧室内でアークが一定値以上になると、二つの並列アークにわかれるように図 3.6 に示されるような 2 組の逆 V 字形ミゾのある消弧板(2)と、中央の一つの逆 V 字形ミゾのある消弧板(1)を組み合わせ、アークの冷却消イオン効果の大幅な向上をはかった。

3.2 接触部

接触部は図 3.7、図 3.8 に示すようにアーク接触子および主接触子ともフィンガ式を採用し、いずれも耐弧性・耐摩耗性のすぐれた銀タングステン接点を使用している。フィンガ接触子にはバネ特性・高温特性・導電率・機械的強度のすぐれたシリコン銅を使用したので、小形・軽量・高信頼度の接触部となった。図 3.7、図 3.8 に示すように可動接触子アームは 2 枚の板からなり、この間に可動アーク接触子をはさみ、下部導体との電気的接続は、カップワッシャを用い、上記 2 枚の板をおさえ、その圧力で通電されるようになっている。操作機構とはエポキシ樹脂注形の絶縁操作棒で連結されている。接触子にフィンガ式を採用したため、投入時の機械的衝撃力が小さくなり、構造簡単な注形品を使用でき、また電気絶縁信頼度の高いエポキシ樹脂であるので小形化され、この部分でも小形・軽量化を計った。図 3.7 に示すように、単極ベースは導体を上・下一体にしたエポキシ樹脂注形品で、先端にメタルラッド側と接続されるチューリップ形接触子すなわち一次コネクタが取

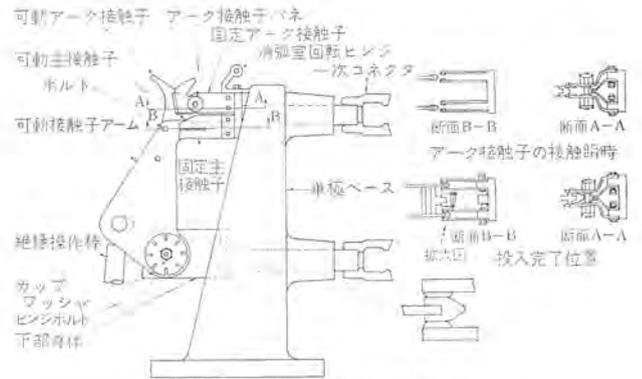


図 3.7 接触部構造説明
Fig. 3.7 Diagram showing arrangement of contacts.

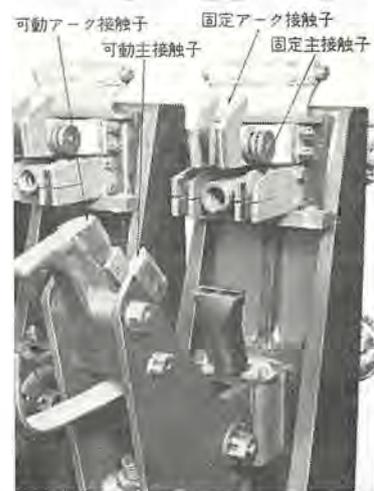


図 3.8 DHE 形磁気シタ断器接触部
Fig. 3.8 Contacts of type DHE magnetic air circuit breaker.

付けられる。この単極ベースの採用により、大幅な小形・軽量化に成功した。

3.3 操作機構

このシタ断器の操作機構は、従来のものにさらに改良を加えたものである。ピン類はすべて熱処理された特殊鋼を用い、くり返し動作に対して十分な機械的強度をもたせている。リンク、レバー類はステンレス鋼板製で、しかも窒化処理が施されているので機械強度を十分有するとともに、不シユウ(錆)性をも有している。ステンレス鋼板の型抜き、および折曲げであるので、従来の鋳物または鋼のブロック製にくらべて、格段に小形・軽量化された。構造および引きはずし自由動作の説明図を図 3.9 に示す。

3.4 補助空気吹付機構

磁気シタ断器においては、小電流シタ断時に自己の生成する磁束が小さいのでアーク時間が伸びるのを防ぐため、補助空気吹付機構を備えているが、この DHE 形磁気シタ断器では図 3.10 に示されるように、パフファとダッシュポットを共用させる設計とし軽量化をはかった。操作レバーは、リンクを通じて操作機構の左右自由レバーに連結され、シタ断器が引きはずし動作を行なうとき、操作レバーによりピストンが上方へ駆動され吹付ノズルを通して接触部へ空気を吹付ける。空気吹付を行なった後、ピストンはさらに駆動されるので空気室上部の空気は圧縮され、シタ断時の可動部の機械的衝撃力を緩和する空気ダッシュポットとなる。

3.5 断路操作用レバー装置

このレバー装置は、シタ断器本体をメタルラッド内部にそう入して、短絡電流による大きい電磁力に対してシタ断器が移動しない

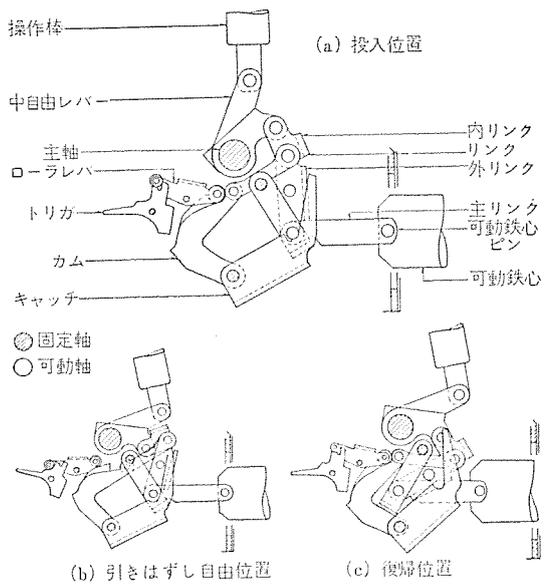


図 3.9 操作機構動作説明
Fig. 3.9 Operating mechanism.

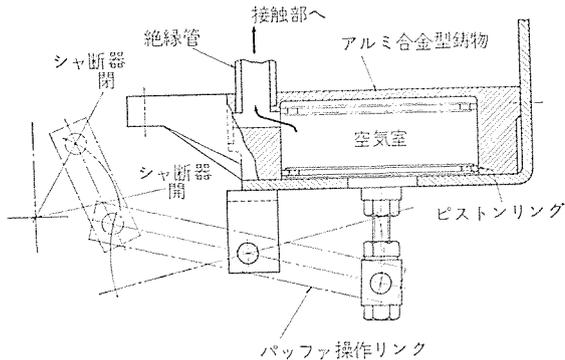


図 3.10 補助空気吹付機構
Fig. 3.10 Auxiliary air puffing mechanism.

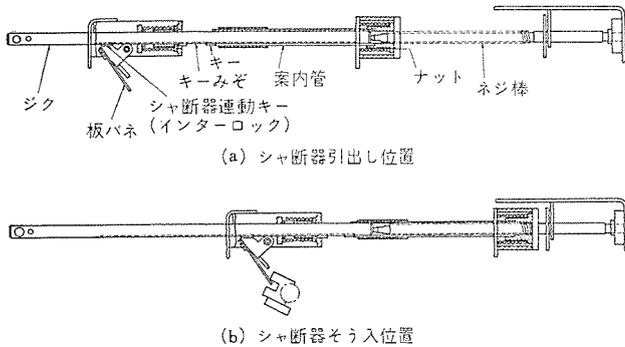


図 3.11 レバー装置構造説明
Fig. 3.11 Diagram showing the operation of levering in device.

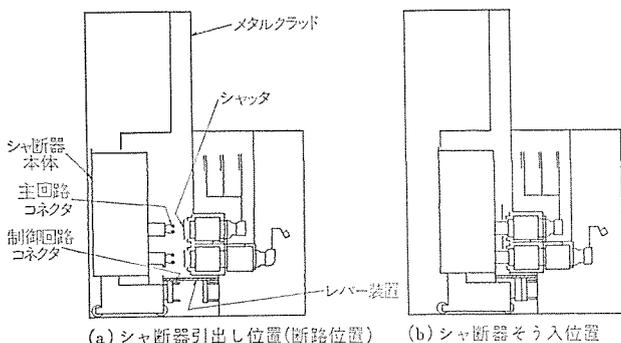


図 3.12 シャ断器とメタルクラッドとの関係説明
Fig. 3.12 Diagram showing the relation between breaker and metal-clad housing.

ように固定し、またシャ断動作後、本体をメタルクラッドから引出して断路する目的のために設けられるものであるが、このシャ断器にはネジの送りをそのまま利用した簡単な構造とし、この部分でも小形・軽量化をはかった。図 3.11 に構造および動作説明を図 3.12 にシャ断器とメタルクラッドとの関係を示す。シャ断器を図 3.12(a) の位置におき(このときレバー装置は図 3.11(a) の状態にある)、クランクハンドルで図 3.11(a) の軸を時計方向に回すと、キーが案内管のミゾにはいって案内管に固着されているナットが回転し、メタルクラッド側に固定されているネジ棒のネジと噛み合せてシャ断器は移動し、シャッターは自動的に引き上げられて、一次コネクタおよび二次コネクタは図 3.12(b) のようにメタルクラッド側に接続される。シャ断器が完全にそう入されると図 3.11(b) のように軸のキーは案内管から離れてから回り、シャ断器はそれ以上移動しない。シャ断器を引き出す場合は反対動作を行えばよく、本体が完全に引出されるとシャッターは下がって、主回路はシャッターにより完全に分離する。もちろんこの装置は、機械的インタロックとなっている。すなわち、シャ断器が閉路している場合は、図 3.11 に示すシャ断器連動キーが軸のミゾにかみ合うようになっているので、クランクハンドルを回すことができない。またシャ断器そう入および引出し途中では、シャ断器は閉路できないようなインタロックもつけられている。

3.6 制御回路用二次コネクタ操作装置

二次コネクタはシャ断器がメタルクラッドにそう入されたとき、制御回路を自動的にメタルクラッド側と接続する装置であるが、レバー装置でシャ断器を引出して、図 3.12(a) のような断路位置にあるときも、制御回路だけは接続して、シャ断器の操作試験を行なう必要がしばしばあるので、図 3.13 のように二次コネクタを前方へ押し出すことができるようにしてある。すなわちハンドルを水平にして押し出すと、二次コネクタベースはシャ断器後方へ押し出される。図 3.14 に二次コネクタの構造を示す。

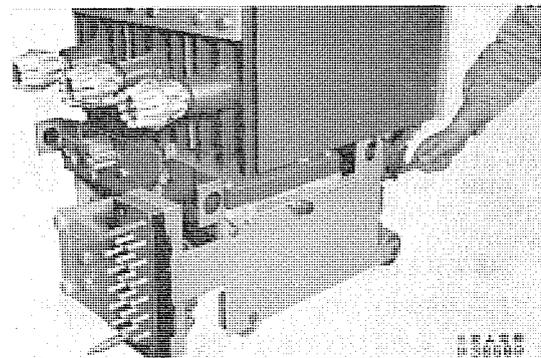


図 3.13 制御回路用二次コネクタを押し出したところ
Fig. 3.13 The secondary connector pushed out.

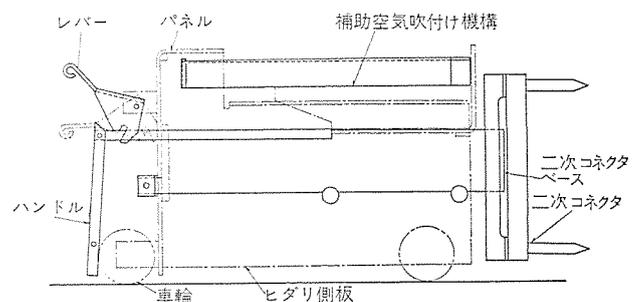


図 3.14 二次コネクタ操作装置構造
Fig. 3.14 Diagram showing the operation of secondary connector.

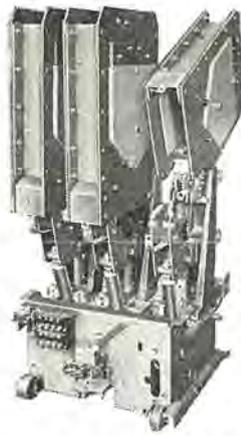


図 3.15 消弧室を持ち上げて接触部点検状態の DHE 形磁気シヤ断器
Fig. 3.15 Contacts inspection of type DHE magnetic air circuit breaker with barrier removed and arc chute tilted back.



図 3.16 リフターを用いて消弧室を持ち上げた 6-DHE-50 形磁気シヤ断器
Fig. 3.16 The arc chute of type 6-DHE-50 breaker lifted with arc chute lifter.

3.7 消弧室引きあげ装置

消弧室および接触部の点検に便利のように、消弧室後部に取り付けられたヒンジを中心に、消弧室を回転させて引き上げられるようになっている。比較的小形の消弧室は図 3.15 に示すように消弧室を直接手で持ち上げ、消弧室および接触部を点検することができる。大容量の比較的大形の消弧室の場合は、図 3.16 に示すように簡単な引きあげ装置を用いるようになっている。

4. 製作

この DHE シリーズは、各定格の共通部品を多くし、品質管理を合理的に行なえるようにした。各部品は、ほとんど治具・取付具で加工され、重要部品は検査工具で管理し、品質の均一・安定化と量産体制を整えた。組立は組立工具を用い、メタルクラッドとの互換性を検査するシヤ断器モデルも製作した。

表 5.1 6-DHE-15 短絡電流シヤ断試験結果
Table 5.1 Test result of short circuit current interruption on type 6-DHE-15.

試験番号	動作責務	給与電圧 (kV)	回復電圧 (%)	相別	シヤ断電流		シヤ断時間			投入電流 (kA)	シヤ断容量 (MVA)
					AC 分 (kA)	DC 分 (%)	開極 (サイクル)	アーク (サイクル)	全 (サイクル)		
4 M 273 -006	0	8	92	A	14.0	19	2.25	0.90	3.15	—	177
				B	14.6	51					
				C	14.0	32					
4 M 273 -007	1分	8	81	A	13.3	28	2.0	1.05	3.05	35.0	169
				B	13.6	48					
				C	13.8	20					
4 M 273 -008	3分	8	81	A	12.5	28	2.1	1.10	3.20	44.0	156
				B	12.8	8					
				C	12.6	36					

表 5.2 3-DHE-25 短絡電流シヤ断試験結果
Table 5.2 Test result of short circuit current interruption on type 3-DHE-25.

試験番号	動作責務	給与電圧 (kV)	回復電圧 (%)	相別	シヤ断電流		シヤ断時間			投入電流 (kA)	シヤ断容量 (MVA)
					AC 分 (kA)	DC 分 (%)	開極 (サイクル)	アーク (サイクル)	全 (サイクル)		
54043 -004	0	3.6	91	A	46	0	2.6	0.65	3.25	—	290
				B	48	0					
				C	46	0					
54043 -005	1分	3.6	90	A	44	10	1.9	0.75	2.65	91	279
				B	48	40					
				C	42	30					
54043 -006	3分	3.6	90	A	44	0	2.0	0.65	2.65	75	279
				B	47	30					
				C	43	30					

表 5.3 6-DHE-50 短絡電流シヤ断試験結果
Table 5.3 Test result of short circuit current interruption on type 6-DHE-50.

試験番号	動作責務	給与電圧 (kV)	回復電圧 (%)	相別	シヤ断電流		シヤ断時間			投入電流 (kA)	シヤ断容量 (MVA)
					AC 分 (kA)	DC 分 (%)	開極 (サイクル)	アーク (サイクル)	全 (サイクル)		
65103 -010	0	7.2	93	A	44.0	0	2.4	0.75	3.15	—	550
				B	44.5	0					
				C	44.0	0					
65103 -011	1分	7.2	93	A	44.0	0	2.4	0.70	3.10	—	550
				B	44.5	0					
				C	44.0	0					
65103 -012	3分	7.2	93	A	44.0	0	2.4	0.80	3.20	—	550
				B	44.5	0					
				C	44.0	0					
65103 -013	C	3.3	—	A	—	—	—	—	—	111	—
				B	—	—					
				C	—	—					
65103 -014	3分	3.3	—	A	—	—	—	—	—	115	—
				B	—	—					
				C	—	—					

5. 試験結果

当社 HPL において種々の試験を行ない、この DHE 形シヤ断器の性能を検討した。そのおもな結果を以下にのべる。

5.1 短絡電流シヤ断試験

シヤ断試験は、すべてメタルクラッドハウジングの中に入れて実施した。表 5.1 に 6-DHE-15 の 7.2 kV における短絡電流シヤ断試験の一例を示し、表 5.2 に 3-DHE-25、表 5.3 に 6-DHE-50 の短絡電流シヤ断試験の結果を示す。図 5.1~5.3 に表 5.1~5.3 のうちの 0 動作のオシログラムを示す。また、臨界電流域を含むシヤ断電流—アーク時間特性の一例を図 5.4~5.6 に示す。

5.2 投入試験

JEC 145 では、定格投入電流を定格投入操作電圧の 85% 以上 110% 以下において、支障なく投入できることが規定されているが、このシヤ断器の投入容量も 85% 以下の操作電圧で実負荷の投入試験を行ない、トラブルレコーダによって、そのときのシヤ断器

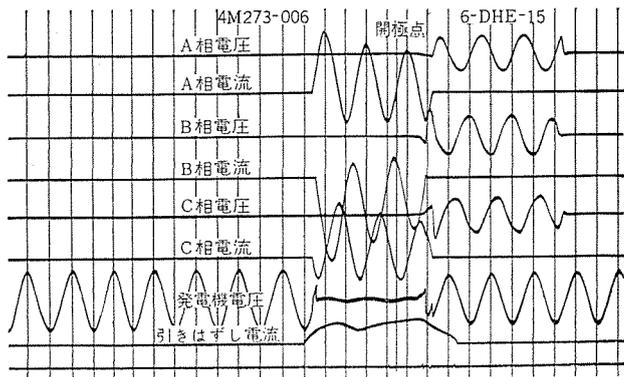


図 5.1 6-DHE-15 形 7.2 kV 150 MVA のシャ断試験
オシログラム

Fig. 5.1 Oscillogram of 7.2 kV 150 MVA interrupting test on type 6-DHE-15 breaker.

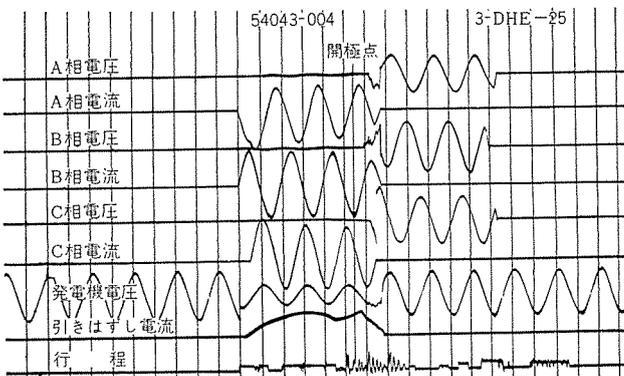


図 5.2 3-DHE-25 形 3.6 kV 250 MVA のシャ断試験
オシログラム

Fig. 5.2 Oscillogram of 3.6 kV 250 MVA interrupting test on 3-DHE-25 breaker.

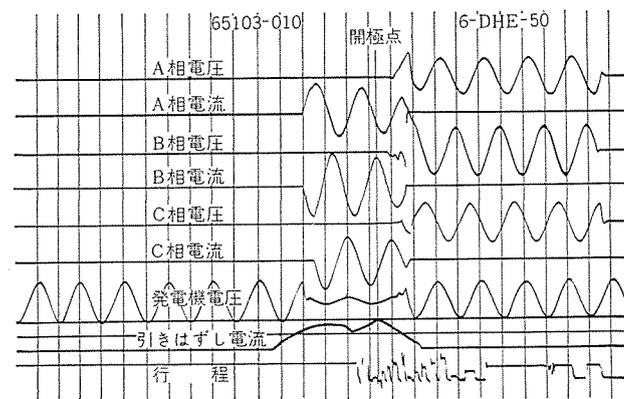


図 5.3 6-DHE-50 形 7.2 kV 500 MVA のシャ断試験
オシログラム

Fig. 5.3 Oscillogram of 7.2 kV 500 MVA interrupting test on type 6-DHE-50 breaker.

の動作を詳細に検討し投入力を検証した。試験結果によれば 80% の操作電圧でも十分投入容量のあることが判明した。

5.3 充電電流シャ断試験

単相回路で、三相充電電流シャ断を模擬するとき用いられる相電圧の 1.25 倍の電圧を単極に印加し、電流は数 A から 1,000 A 程度までの試験を行なった。結果は良好で、コンデンサバンクの開閉にも適する。

5.4 その他の試験

以上述べたほかに、JEC 145 に規定された各種の試験、すなわち励磁電流シャ断試験・温度上昇試験・短時間電流試験・絶縁耐力試験などを行ない、いずれも良好な試験結果を示した。表 5.4

DHE 形磁気シャ断器・桜井

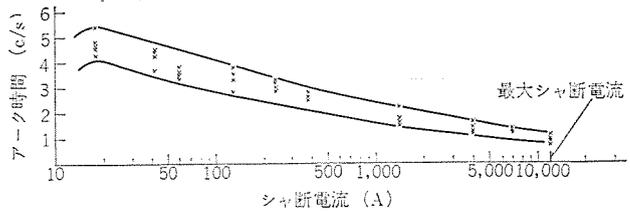


図 5.4 6-DHE-15 形磁気シャ断器 7.2 kV 150 MVA
シャ断電流—アーク時間特性

Fig. 5.4 Diagram showing the relation between arcing time and interrupting current of type 6-DHE-15 breaker.

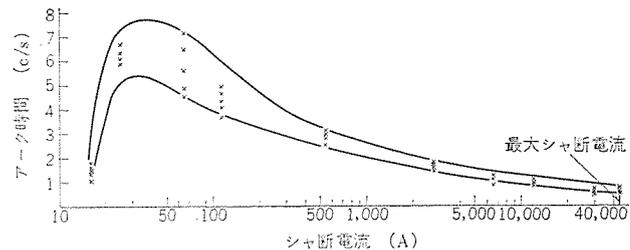


図 5.5 3-DHE-25 シャ断電流—アーク時間特性

Fig. 5.5 Diagram showing the relation between arcing time and interrupting current of type 3-DHE-25 breaker.

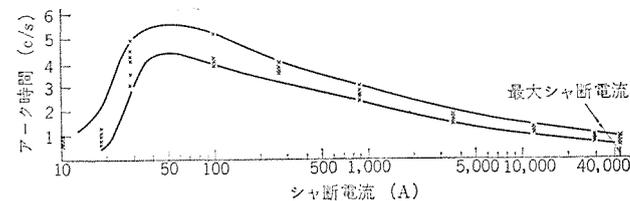


図 5.6 6-DHE-50 シャ断電流—アーク時間特性

Fig. 5.6 Diagram showing the relation between arcing time and interrupting current of type 6-DHE-50 breaker.

表 5.4 6-DHE-50 形 温度上昇試験結果

Fig. 5.4 Test result of temperature rise on type 6-DHE-50.

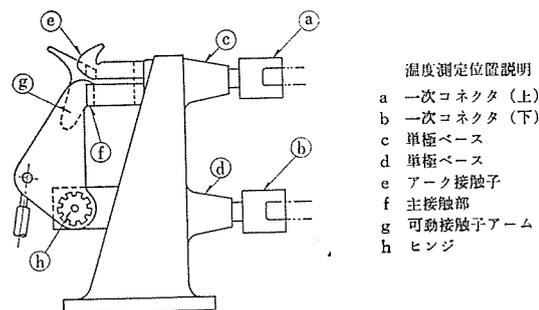
定格電流 1,200 A 通電電流 1,200 A

測定位置		a	b	c	d	e	f	g	h
温度 上昇 (°C)	A 相	42	35	—	—	35	37	—	—
	B 相	40	34	33	30	38	37	34	27
	C 相	43	35	—	—	36	38	—	—

定格電流 2,000 A 通電電流 2,000 A

測定位置		a	b	c	d	e	f	g	h
温度 上昇 (°C)	A 相	51	44	—	—	49	49	—	—
	B 相	52	45	47	43	48	49	45	40
	C 相	52	46	—	—	49	50	—	—

(注) (1) 試験周波数 60 c/s. (2) メタルクラッドに入れ単相電源を用いて各相を直列にし同一電流を流した。(3) 周囲温度はメタルクラッドの外部周囲温度 1,200 A のとき 12°C, 2,000 A のとき 8°C.



温度測定位置説明

- a 一次コネクタ (上)
- b 一次コネクタ (下)
- c 単極ベース
- d 単極ベース
- e アーク接触子
- f 主接触部
- g 可動接触子アーム
- h ヒンジ

に 6-DHE-50, 1,200 A, 2,000 A の温度上昇試験結果を示す。さらに 10,000 回以上の無負荷開閉寿命試験も行った。機構可動部の各部品の寸法を試験前に測定しておき、10,000 回操作後ふたたび測定し、摩耗、疲労の度合いチェックをした。寸法測定の結果はほとんど変化はなかった。もちろん 10,000 回試験前後の開閉特性の測定および浸透探傷法によるクラック発生の有無も検証し、実用性能についてもその優秀さを確認した。

5.5 エポキシ樹脂注形品の試験

今回の小形化・軽量化の成功にもっとも重要な役割を果たしているエポキシ樹脂注形品は、機械的、熱的、電気的に十分な性能をもたせるよう設計・製作に万全を期した。普通の動作時はもちろん、短絡電流通電時の電磁力による機械的衝撃力について、くり返し動作試験・ヒズミ計解析などで十分余裕のあることを確認し、熱的特性についても各種の試験を行ない、その実用性を検討した。電気的特性については、一般的特性試験のほか、耐トラッキング性をみるための加電圧屋外ばく露試験、および屋内用ではあるが状況によっては塩害をうけることも考慮して汚損時の電気的特性試験も行った。詳細については後日あらためて発表したい。

5.5 100%湿度中における短絡電流シャ断試験

シャ断器を収納したメタルクラッドハウジング内にスチームを送り、ハウジング内湿度を 100% に保ちつつ、シャ断器各部が湿潤状態のまま、短絡電流シャ断器試験を行なった。100% の回復電圧で行なったのにもかかわらず、常態のときと、なんらの変化も認められなかった。

6. む す び

以上のべてきたこの新しい DHE 形磁器シャ断の特長をまと

めると、センタフローアウト式消弧室など従来のものの特長に加えて、

(1) プッシングと対地絶縁を一体とした単極ベースの採用により、全体の小形・軽量化を計るとともに、エポキシ樹脂を対地絶縁部に用い、高湿下における電気絶縁の信頼性が向上した。

(2) 接触部は、投入時の衝撃力を軽減するためフィンガ式としたので、構造簡単で小形となった。

(3) ネジの送りを利用するメタルクラッドそう入装置によって、取扱いがいっそう簡単となった。

(4) 小電流域のシャ断特性を改善するための補助空気吹付装置は、シャ断時の機械的衝撃力を吸収する空気ダッシュポットと共用させ、この面でも軽量化された。

(5) 各定格に、共通の部品を多くし、品質の安定をはかるとともに、量産にいっそう適合するものとした。

当社では、従来のものにかえて、すでにこの新形を製作中であり、九州電力唐津発電所へ 3.6 kV 250 MVA の 3-DHE-25 形が 25 台納入された。ほか全国に多数の 7.2 kV, 3.6 kV シャ断器が納入されており、輸出用の 13.8 kV の 10-DHE-50 形を含む多数が製作中である。今後は、これらの開発および製作経験にもとづいて、さらに大容量のものおよび高性能のもの開発を計画している。末筆ながらこのシャ断器開発にあたって、ご尽力たまわった関係方面のかたがたに、心からお礼申し上げる次第である。

参 考 文 献

- (1) 五十嵐、富永、桜井「三菱電機」33, 702 (昭 34)
- (2) 五十嵐、田中、富永、桜井：「三菱電機」33, 1616 (昭 34)
- (3) 五十嵐、富永、桜井：「三菱電機」35, 719 (昭 36)

6-FK形小形タンク形油シャ断器

勝田久登*・竹内孝治*

Type 6-FK Small Oil Circuit Breakers

Kōbe Works Hisato KATSUTA・Takaharu TAKEUCHI

Type 6-FK tank type oil circuit breakers have been placed on the market with the following successful features. High pressure explosion chambers and specially arranged conductors help cut down the arcing time. Through the introduction of a new concept to the control of oil vapor and oil decomposition products gushing out into the tank, the oil volume is reduced and also the electrodynamic force produced in closing a shorted circuit gets substantially extinct. Results of the type tests conducted on the units of mass production are excellent. The main assembly is built so small that it requires only 17~20 l of oil and weighs 95 kg. Nevertheless, the attachments are also of high performance and small sized to match with the unit, in which they are all self contained.

1. ま え が き

シヤ断媒質あるいはそれに相応する機能上から、シヤ断器を分類すると、油シヤ断器・木シヤ断器・磁気シヤ断器・空気シヤ断器ガスシヤ断器・真空シヤ断器などとなる。

油シヤ断器は、古くから交流シヤ断器としてもっとも多数製作されてきた。油を単に電気回路シヤ断の媒質として使用するだけでなく、充電部と大地間の絶縁、同相極間の絶縁、共通タンク形のばあいは相間の絶縁に利用し、さらに冷却媒体としても活用できる。使用する油は、JIS絶縁油(C-2520-2)号が普通であり、入手しやすく安価である。

昨今各製造者などで電力シヤ断試験設備は、容量・設備台数ともいちじるしく強化され、少なくとも普通高压級では、あらゆる実使用状態で考えうる以上にきびしい回路条件を設定し、繰返して自在にシヤ断現象を直接試験し研究することが常時可能となった。古い製作歴をもつ油シヤ断器ではあるが、数年前からわれわれは、

- (a) 短絡電流範囲におけるアーク時間の短縮
 - (b) アークエネルギーの大部分を消費して発生する油蒸気や油分解ガスの制御
 - (c) 投入容量を増大させるための電磁的機械力の制御
- をあらためて新しい構想のもとに実負荷試験を繰返して考察し、研究し、これを目下わが国において最も需要の多い7.2 kV 100 MVA および 150 MVA の共通タンク形油シヤ断器にまとめて実現させてみた。けっきょく従来の油シヤ断器相当品に比べて、特長のある構成のものとなり油量17 lあるいは20 l、電気操作全装備固定据付け重量約100 kg、全シヤ断時間約2サイクルなどの進歩した諸性能をえ、また最低投入操作電圧においても決定的に信頼できる短絡回路投入容量を与えることができ、新しい他のシヤ断媒質のシヤ断方式によるシヤ断器と、優に並存しうる油シヤ断器であると確信しうる総合的諸性能をえた。

さらに、年余にわたり進歩した工作技術を駆使して量産化態勢を整え、あらためて量産品に対し、厳密な形式試験を実施し、1965年初頭より約千台を各方面に納入し、好評をえている。

投入操作制御回路、CT 2次電流による引きはずし装置、コンデンサ引きはずし電源装置など付属装置にも新しい構想をこらし、ま



図 1.1 6-FK-15 形タンク形油シヤ断器
Fig. 1.1 Type 6-FK-15 oil circuit breaker

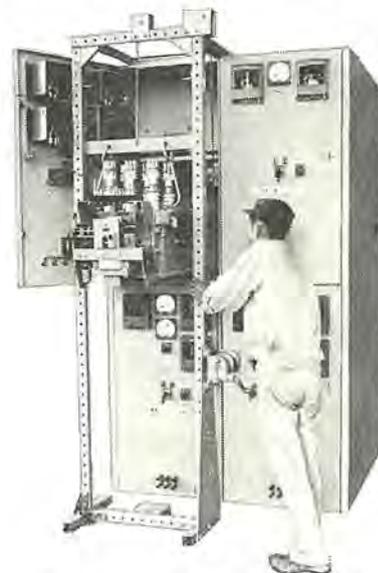


図 1.2 EK 形メタクラ配電盤
Fig. 1.2 Type EK metal-clad switch gear.

たすべて、外形寸法を増すことなくシヤ断器に内蔵せうるようにした。図 1.1, 1.2 に写真を示す。図 1.3 に外形寸法を示す。

EK 形標準メタクラ(幅 600 mm)に 2 段積引き出し構造で収納できる。

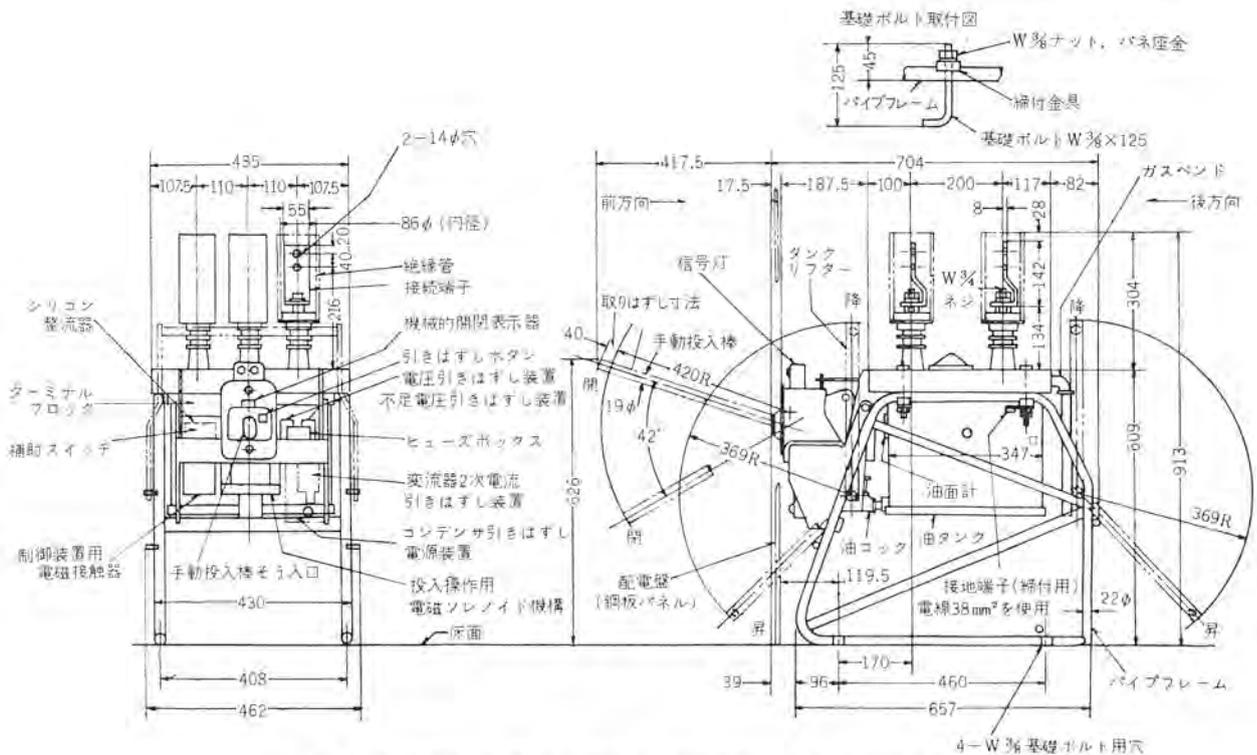


図 1.3 6-FK-15 形 タンク 形油 ショ 断器外形図電磁 ソレノイド 操作 および直接手動操作わく組単独据付
Fig. 1.3 Outline of type 6-FK-15 tank type oil circuit breaker.

2. 定 格

	6-FK-15 形	6-FK-10 形
準拠規格	JEC-145 交流 ショ 断器	
定格電圧 (kV)	7.2, 3.6	7.2, 3.6
定格電流 (A)	600	400
定格周波数 (c/s)	50/60	50/60
定格 ショ 断容量 (MVA)	150, 100	100, 50
定格短時間電流 (kA)	12, 16	8
定格投入電流 (kA)	32.8, 43.7	21.8
定格開極時間 (s)	0.035	0.035
定格 ショ 断時間 (c/s)	3	3
定格再起電圧 (kc/s)	(II) 20	(II) 20
絶縁階級	6 号	6 号
無負荷投入時間 (s)	0.15	0.15
油量 (l)	20	17
重量 (kg)	95	85
投入操作方式	電気と手動	
投入操作電流 (A)	47(DC-100 V)	40(DC-100 V)
引きはし操作方式	電気と手動	
引きはし操作電流 (A)	4(DC-100 V)	4(DC-100 V)

3. 特 長

図 3.1 に ショ 断器本体部分 (6-FK-15 形) の断面構造図を示す。

(1) アーク 時間の縮小

油を媒質として、短絡電流を ショ 断すること自体は、一般的に困難な問題ではなくなっている。アークエネルギーの大きさにもとづく諸現象に対応できる構造を必要部分にとればよい。タンクとつり

ボルト強度・ラッシングの耐衝撃機械強度・油高・空気室容積などは直接アークエネルギーの大ききで決定される。ショ断媒質がきまると、アークエネルギーはアーク時間でほとんど左右される。アーク時間が短く、したがっていっそう小さいアークエネルギーで短絡電流範囲をショ断できるならば、油ショ断器は比較的容易に操作機構、可動部分を含めて小形化・軽量化することができ、付随的に開極時間を短くでき、全ショ断時間は早くなる。

このショ断器は、ショ断第一相のアーク時間を、確実に裕度をもって0.5サイクル以下とするよう必要な試験を繰返し研究し成功した。小電流範囲はべつとして短絡電流範囲では発生ガスのアークに対する横吹き付け (Cross Blow) により、第一義的にショ断を遂行する激発消弧室 (Explosion Chamber) 形式の消弧室が単純な構成で効果がある。アーク時間を短くするためには、開極直後の開離速度を高め、消弧室内容積を制限し、できうる限り短時間内

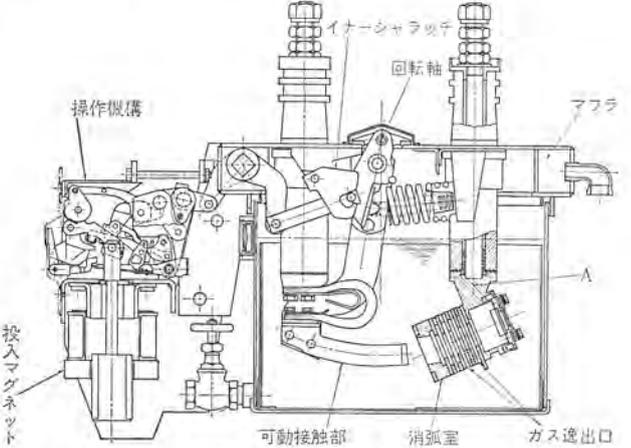


図 3.1 6-EK-15 形 タンク 形油 ショ 断器断面図
Fig. 1.3 Cross-sectional view of type 6-FK-15 oil circuit breaker.

に、アークにふれる油により発生する油蒸気と油分解ガス（以下ガスと称する）により消弧室内圧を高め、しかも最も効果的にアークに対し、有効度高くガスの横吹き付けを行なわせることが必要である。数多くの実負荷試験を実施して、けっきょく図 3.1 に示す消弧室の採用を、開極速度 2.3~3.3 m/s の条件のもとに採用した。従来の同種の消弧室に比べ、内容積は小さく、約 1/150 秒、後に 70 気圧以上に内圧が上昇することが看取される。消弧室主要部材料は精選されたファイバー板で、積層しており、最も耐衝撃強度が高い、グリッド配列とそれに関連する諸問題についても、きわめて多くの試験を繰返してみた。短絡電流範囲では第一ガス逸出口で回路はシヤ断される。ファイバー板製グリッドを締め付けるボルトには大きな衝撃荷重がかかるが強じんな 18~8 ステンレス鋼棒を使用した。

消弧室内圧を最も急速に増大させることは、アーク時間の縮小に有効であるが、同時にこの急上昇する高圧ガスを、いかにして有効度高くアークに横吹き付けさせるかは、アーク時間縮小のために有効で試験研究に価する問題である。このため図 3.1 でわかるように、消弧室を傾斜させ、独特の主回路導体配置を採用した。開極直後に発生するアークは、おもに A 部主回路流通電流との相互反発効果により、ただちに、図 3.1 に示す消弧室のガス逸出口に向け駆動され、急速に圧力の高まるガスの有効度の高い横吹き付けをうけ最初の電流零点でシヤ断が完了する。また可動接触部の開離運動に直角方向の断面は、円形ではなく長方形であり、最も強くアークがガスにより吹き付け効果をうけられるようにした。十数回の開極距離で短絡電流範囲は、シヤ断が完了する。けっきょく内容積を制限した激発消弧室の高圧ガス効果と、高効率の横吹き付け効果、さらにまた高速度開離ガス衝撃への適切な対処により、シヤ断第一相 0.5 サイクル以下という計兩値アーク時間内シヤ断の目的を達することができた。

(2) 油蒸気と油分解ガスの制御

図 3.1 でわかるように、消弧室はタンクのグロウ（隅）底部に向かって傾斜配置してある。短絡電流シヤ断時第一ガス逸出口からガスの大部分はタンクグロウ底部に向かって斜下方に噴出し底部分の油によって冷却され、さらに上部主フレームに向かって上昇しいつそう冷却される。見かけの油高は低いが実質油高は高く、ガスは側方から環流移動するので、従来のタンク形油シヤ断器で心配されてきた煙突現象や油ピストン現象は全然ない。

しかし、タンクつりボルトにかかる衝撃圧力は、タンク容積が少なく、アーク時間が短かくアークエネルギーが小さいにかかわらず、原則的にタンク底面吹き付けであるので相当大きい。タンク水平断面は正方形であり、最も強度的につり合いのとれた支持方式としている。

煙突現象の心配がないので、空気室は油量の少ない割合に広くとることができ、消弧室から逸出するガスで、消弧室内圧に対し時間的に遅れて上昇するタンクの内圧力を緩和させる。また 6-FK-15 形には緩圧分離室 (Muffler) を上部主フレームの側面に、従来のシヤ断器に比べ著しく広く、かつ平均的にはやく緩圧するよう配置した。この緩圧分離室で油蒸気は油に還元され、タンクにもどり、オリフィス効果のため油の外部逸出量は少ない。しかし、ガスとともに O-CO-CO の短絡電流連続シヤ断投入賈務を通じて、わずかの油が逸出するのは目下のところ避けえないが、従来の小形油シヤ断器に比べ、この量がいちじるしく少ない。

油シヤ断器のラッシングに加わる動的な荷重として次のようなも

のが考えられる。

- (a) シヤ断器無負荷開閉による衝撃力
- (b) シヤ断器を流通する電流が生起する電磁的機械力
- (c) 外部接続導体が与える電磁的機械力
- (d) アークエネルギーに基づいて発生したガスによる破壊力

上記の中では (d) 項によるものが一般的に最も大きい。6-FK 形シヤ断器もこの例外ではない。消弧室内圧をきわめて短時間内に数十気圧以上に急上昇させる。アークによる油蒸気や油分解ガスは、ガス逸出口から噴出し、ラッシングは短絡電流シヤ断時に最も大きなガス反力を衝撃的にうける。このシヤ断器はしかし、消弧室を傾斜配置とし、これに関する数多くの実負荷試験により、ラッシングは初期に逸出するガスの衝撃荷重をおもに上部主フレームに対する圧縮応力として受け、曲折力にかかわるガス反力は、可動接触部に対する軸方向吹き付け (Axial Blow) 効果でほとんど消去される。したがってこのシヤ断器の見かけ上のラッシングの耐衝撃強度は大きくないように思われるが、繰返し実施した実負荷シヤ断試験を通じて、必要で十分な強度をもっていることを確かめた。

(3) 投入容量に対抗する電磁的反発力の制御

シヤ断器は短絡している回路の投入の機会にさらされる。投入指令により投入操作装置によって、シヤ断器の可動接触部は固定接触部に向かって運動するが、先行放電あるいは両アーク接触子の金属接触による主回路電流の流通により、磁界エネルギーの増加する方向に、可動接触部は $F = i^2/2 \cdot dL/dx$ なる電磁的機械力をうける。

6-FK 形油シヤ断器は実質的に dL/dx をほとんどゼロとしうるよう図 3.1 の断面構造図に示すように可動接触部を含む主回路導体を配置した。

鋼板溶接構造のガン丈な上部フレームに可動コンタクトの回転中心軸があり、可動コンタクトはこの軸を中心にした円弧状に構成してあり、回動による開閉動作を行なう。回転軸を中心に円弧状に構成してある可動部分には、回転運動にもとづく磁界エネルギーの変化はない。よって回動方向に電磁的機械力は生起しない。可動コンタクトに生起する各相ごとの電磁的機械力は、上部フレームにある回転中心軸にその全部がかかる。

この回転中心軸は、13 クロムステンレス鋼製で、表面硬化ガス熱処理を施している。直径が小さく、じん（韌）性があり堅く、摩擦はわずかである。可動部に関する相間の電磁的機械力は、圧力鋼管を主構造体とするクロスバーがうけ、回転軸受端部には生じない。

一相分の主回路導体が、U 形に配置され、その底辺に相当する部分が上下に運動して開閉動作を行なう従来の多くの油シヤ断器においては、上向運動つまり閉合動作にきからって生起する電磁的反発力は、流通電流瞬時最大値を 44 kA とすると、その相だけで、100 kg 以上ともなりうる。時間的にみても、最大の電磁反発力が生起する短絡投入電流の先行放電を含む流通開始時点より、1/4~1/2 サイクルあとでは、普通シヤ断器はラッチイン (Latch-in) していないので、これに対処するため、必要な大きな投入操作エネルギーを、必然的にガン丈な大きな質量をもたざるをえぬ可動部分で構成する投入操作機構で与えると、必要なシヤ断（開離）速度をうるために、いつそう大きな開放パネエネルギーを必要とすることになり、悪循環的に投入操作エネルギーの増大を要求される。また無負荷あるいは定常負荷電流の投入操作時に、大きな電磁的反発力のうちかつ短絡電流投入を考慮した余分の投入操作エネルギーを与

えるのは、機械的耐久性の点からも望ましくない。

6-FK 形油シヤ断器の操作機構、投入マグネットは、図 3.1 の断面図か図 1.1 の写真でわかるように、小形である。棒軸やラッチ類、必要なリンク類は、13クロムステンレス鋼製で、ガス熱処理を施して、軽量で強じんなものとし、機械的に完全な引きはずし自由機構を構成し、後述の最新で高性能の電氣的引きはずし自由操作回路と相まって、短絡回路の投入に引きつづくシヤ断 (CO 責務) を完全に遂行する。

このシヤ断器は、短絡回路投入時にも、投入操作方向に実質的に電磁的反発力は生起しない。主回路可トウ (擬) 導体の形状も、とくにこの目的を達しようとする試験研究を繰り返して決定した。定格投入操作電圧の 85% で規格値を上まわる瞬時最大電流相をもつ三相短絡回路の C 責務を完全に遂行する。

4. 試験結果

約 1 年半にわたって厳密な各種の試験を行ない性能を確認した。以下項目ごとに、結果ならびに説明を列記する。

4.1 開閉試験

表 4.1 および図 4.1 に開閉特性を示す。

閉路速度および開路速度とも従来の油シヤ断器より相当速く動作している。

連続開閉試験は JEC-145 では 500 回としているが、10,000 回の開閉試験を行ない異常のないことを確認している。

4.2 温度試験

表 4.2 に結果を示す。いずれも裕度をもって JEC-145 を満足している。

4.3 短時間電流試験

結果を表 4.2 に示す。

4.4 耐電圧試験

適用周波数 60 c/s 22 kV 1 分間

衝撃電圧 60 kV (1×40 μs)

のいずれも JEC-145 通りの試験を行ない異常がないことを確認している。

4.5 短絡試験

表 4.4、図 4.2 に、6-FK-15 形は、7.5 kV 150 MVA、3.6 kV 100 MVA、6-FK-10 形は 7.2 kV 100 MVA の C-CO-CO 責務

表 4.1 開閉特性試験成績
Table 4.1 Results of timing test on circuit breakers.

形名	投入電圧 (%)	平均閉路速度 (m/s)	投入時間 (s)	引きはずし率 (%)	初開離速度 (m/s)	平均開路速度 (m/s)	閉極時間 (s)	全開路時間 (s)	シヤ断液の有無
6-FK-15	100	1.40	0.15	100	2.66	3.22	0.029	0.045	有
6-FK-10	100	1.20	0.15	100	2.00	2.20	0.033	0.05	

表 4.2 温度試験成績
Table 4.2 Results of continuous current test on circuit breakers.

形名	相	試験電流 (A)	試験周波数 (c/s)	周囲温度 (°C)	温度上昇 (deg)										
					端子温度 (°C)										
					A	B	C	D	E	F	G	H	J	K	
6-FK-15	A	628	60	30	22.5	23.5	37	39	40						
	B	600			21.5	22	36	38	38	49	8	34	18	19.5	
	C	600			21.0	20	35.5	37	37	51.5					
6-FK-10	A	410	60	60	22	15.5	30	27	28.5						
	B	400			16	15	30	27	28	22		26.5	11.5		
	C	400			15	14	30	27	27						

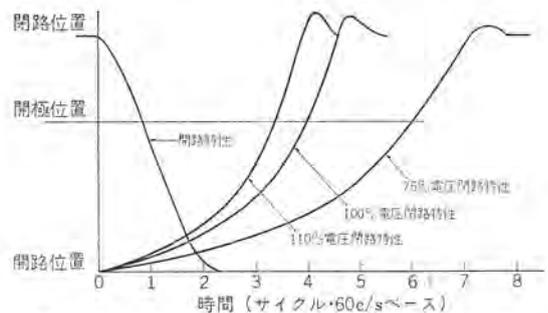


図 4.1 6-FK-15 形油シヤ断器開閉速度特性曲線 (特性機構投入レバー位置にて測定)
Fig. 4.1 Time-stroke characteristic curves of no load operations of type 6-FK-15 oil circuit breaker.

表 4.3 短時間電流試験成績
Table 4.3 Results of short-time current test on circuit breakers.

形名	相	通電電流 (A)	通電時間 (s)	周波数 (c/s)	備考
6-FK-15	A	16,700	2.2	60	接触部、構造部とも異常ナシ
	B	16,800			
	C	16,600			
6-FK-10	A	8,400	2.2	60	同上
	B	8,500			
	C	8,400			

の成績ならびにオシログラムを示す。また図 4.3 に全電流範囲の遅れ力率 0.1 以下の単一回路電流シヤ断特性を示す。これによってわかるように定格シヤ断電流の 30% 以上の全電流範囲にわたってアーク時間は 1 サイクル以下であり、したがって全シヤ断時間は 3 サイクル以下である。

接触子分離後の速度が 7.2 kV 150 MVA の場合は、無負荷時の場合の約 2 倍になっている。これはシヤ断時のガス反力の影響によるものであり、前述したように、その構造上電磁反発力による速度増はほとんどない。これを検証するため、解放スプリングを取り除いた状態で種々の電流を流し電磁反発力の影響を試験したが、約 15 kA (Sym. rms) までは閉合状態を維持し、これより大なる電流によってようやく開放する程度の電磁反発力しか発生していない。

6-FK-15 形の場合定格シヤ断容量シヤ断時における噴油は約 0.1 l であった。またタンク底面がわずかに変形したが実用上問題になる程度のもではなかった。その他フレームなどは何ら異常を認めていない。

なお 6-FK-10 形では噴油およびタンク変形は全くない。

4.6 変圧器励磁電流シヤ断試験

表 4.5 および図 4.4 に変圧器励磁電流シヤ断試験成績ならびにオシロの一例を示す。位相制御によって同一電流について 12 回のシヤ断を行なったがシヤ断時における異常電圧は認められなかった。

4.4 充電電流シヤ断試験

表 4.6 および図 4.5 に充電電流

表 4.4 短絡試験成績

Table 4.4 Results of short-circuit switching test on circuit breakers.

[6-FK-15形]

試験番号 (オシログラム)	試験動作 良 務	試験波 数 (c/s)	給与電圧 (kV)	回復電圧 (%)	試験相	シャ断電流		シャ断時間(サイクル)			過渡・固有回復 再起電圧 周波数 (kc/s)	固有回復 振 幅 率	投入電流 (kA)	備 考
						対称分 (kA)	直流分 (%)	開 極	アーク	全				
40373-51	O	60	7.1×1.1	92	A	12.9	35	1.45	0.65	2.1	15	1.5	—	7.2 kV 150 MVA 三相試験
					B	13.0	9		0.65	2.1				
					C	12.9	44		0.35	1.8				
40473-50	CO	60	7.2×1.1	95	A	13.4	57	1.6	0.15	1.75	15	1.5	47	
					B	13.5	63		0.3	1.9				
					C	13.1	6		0.3	1.9				
40473-52	CO	60	7.2×1.1	95	A	14.1	6	1.55	0.4	1.95	15	1.5	40	
					B	14.2	52		0.4	1.95				
					C	14.1	46		0.2	1.97				
40473-67	O	60	3.6×1.05	94	A	17.0	27	1.55	0.6	2.15	30	1.4	—	3.6 kV 100 MVA 三相試験
					B	17.5	38		0.6	2.15				
					C	17.0	11		0.35	1.9				
40473-68	CO	60	3.6×1.05	93	A	16.5	36	1.70	0.5	2.2	30	1.4	48	
					B	17.0	24		0.75	2.45				
					C	16.5	12		0.75	2.45				
40473-69	CO	60	3.6×1.05	93	A	16.5	37	1.65	0.45	2.1	30	1.4	53	
					B	17.0	37		0.7	2.35				
					C	16.5	0		0.7	2.35				

[6-FK-10形]

試験番号 (オシログラム)	試験動作 良 務	試験波 数 (c/s)	給与電圧 (kV)	回復電圧 (%)	試験相	シャ断電流		シャ断時間(サイクル)			過渡・固有回復 再起電圧 周波数 (kc/s)	固有回復 振 幅 率	投入電流 (kA)	備 考
						対称分 (kA)	直流分 (%)	開 極	アーク	全				
63083-56	O	60	7.2	97.5	A	9.35	22	1.9	0.7	2.6	—	—	7.2 kV 100 MVA 三相試験	
					B	9.15	15		0.7	2.6				
					C	9.3	7		0.5	2.4				
63083-57	CO	60	7.2	95	A	9.06	40	1.9	0.75	2.65	25.5	—		
					B	9.0	21		0.75	2.65				
					C	9.0	19		0.5	2.4				
63083-58	CO	60	7.2	97.5	A	9.1	20	2.15	0.8	2.95	2.46	—		
					B	9.0	23		0.5	2.65				
					C	9.0	43		0.8	2.95				

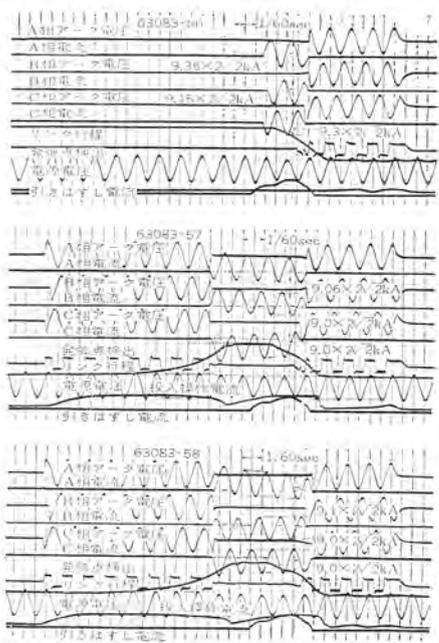
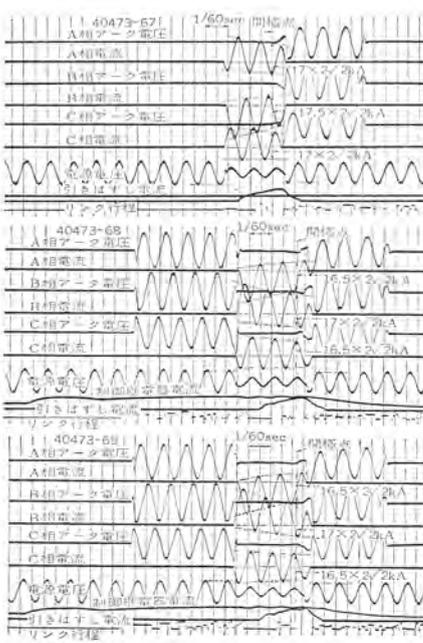
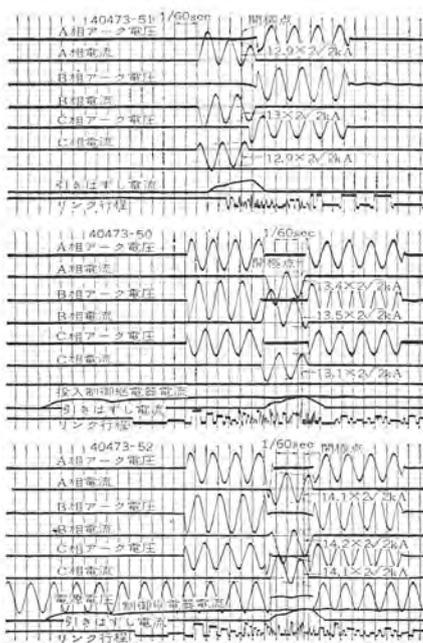


図 4.2(a) 6-FK-15 形油 シュ断器三相短絡試験オシロ

図 4.2(b) 6-FK-15 形油 シュ断器三相短絡試験オシロ

図 4.2(c) 6-FK-10 形油 シュ断器三相短絡試験オシロ

Fig. 4.2(a) Oscillograms of three phase short circuit switching test.

Fig. 4.2(b) Oscillograms of three phase short circuit switching test.

Fig. 4.2(c) Oscillograms of three phase short circuit switching test.

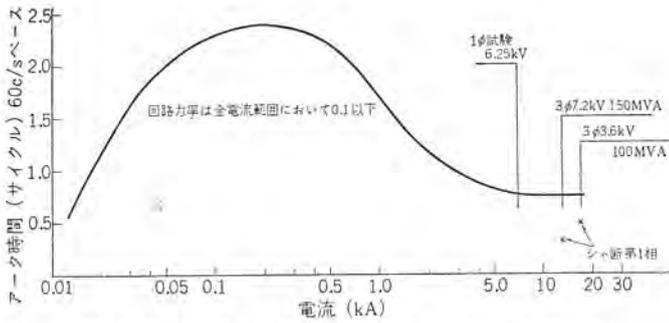


図 4.3 6-FK-15 形油 シュ断器 アーク時間—電流特性
Fig. 4.3 Arcing time-current characteristic curve.

表 4.5 変圧器励磁電流 シュ断試験成績
Table 4.5 Results of transformer-magnetizing current switching test on circuit breakers.

形名	試験番号 (オシログラム)	試験動作 周波数 責務 (c/s)	試験給電 電圧 (kV)	与回復 電圧 (%)	試験相	シュ断電流		シュ断時間 (サイクル)			
						対称分 (kA)	直流分 (%)	開極	アーク	全	
6-FK-15	40472-7	O	60	6.25	100	B	0.013	—	1.6	0.55	2.15
6-FK-10	63082-6	O	60	6.3	100	C	0.013	—	1.95	0.5	2.45

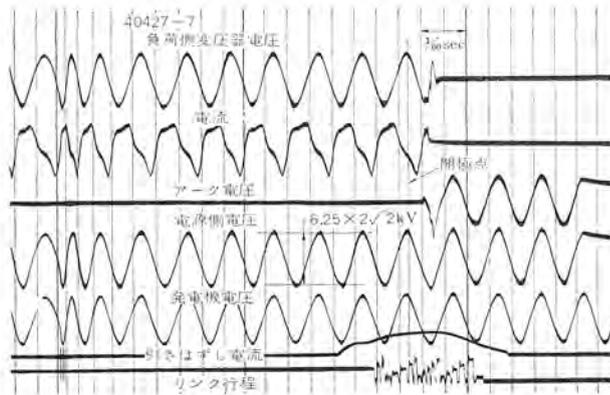


図 4.4(a) 6-FK-15 形油 シュ断器変圧器励磁電流
単相 シュ断試験 オシロ
Fig. 4.4(a) Oscilloscope of transformer-magnetizing
current switching test.

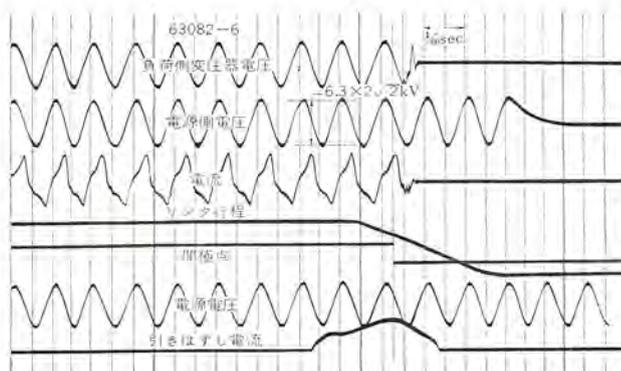


図 4.4(b) 6-FK-10 形油 シュ断器変圧器励磁電流
単相 シュ断試験 オシロ
Fig. 4.4(b) Oscilloscope of transformer-magnetizing
current switching test.

シュ断試験成績ならびにオシロの一例を示す。6.6 kV~7.2 kV で単相試験を行なったが 7.5 A~380 A の範囲で同一電流について位相制御により各 12 回のシュ断を行ないいずれも無再点発弧であった。開極速度が約 3 m/s であり、充電電流シュ断にはとくにすぐれた性能をもっている。

4.8 負荷開閉試験

回路力率 0.7 で、定格電圧・定格電流の開閉を 1,200 回連続で

表 4.6 充電電流シュ断試験成績
Table 4.6 Results of condenser bank current switching test on circuit breakers.

形名	試験番号 (オシログラム)	試験動作 周波数 責務 (c/s)	試験給電 電圧 (kV)	与回復 電圧 (%)	試験相	シュ断電流		シュ断時間 (サイクル)			
						対称分 (kA)	直流分 (%)	開極	アーク	全	
6-FK-15	30321-51	O	60	6.6	100	B	0.38	—	1.75	0.85	2.6
6-FK-10	63081-56	O	60	5.4	100	C	0.235	—	1.95	0.3	2.25

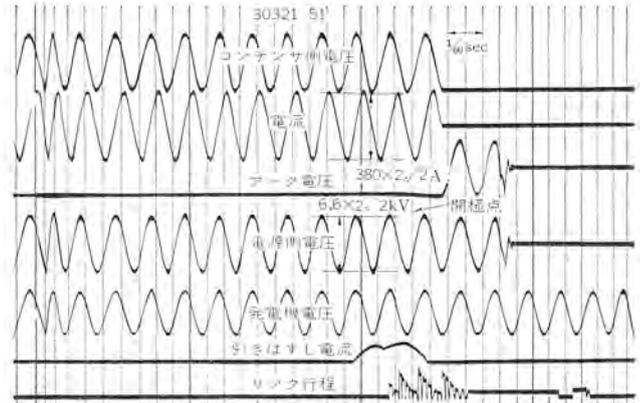


図 4.5(a) 6-FK-15 形油 シュ断器充電電流
単相 シュ断試験 オシロ
Fig. 4.5(a) Oscilloscope of condenser bank current
switching test.

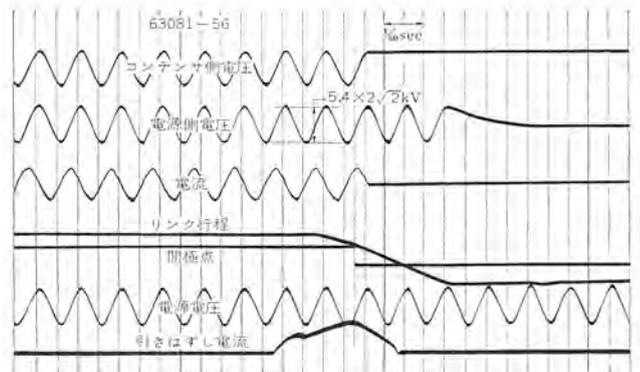


図 4.5(b) 6-FK-10 形油 シュ断器充電電流
単相 シュ断試験 オシロ
Fig. 4.5(b) Oscilloscope of condenser bank current
switching test.

行ない、油の絶縁劣化をみたが、100 回以後は、絶縁耐力がほとんど変化せず、初期値の約 70% 程度であり、以後も引続き十分使用可能である。また接触子の損耗もわずかであった。

5. 付属装置とその適用

6-FK 形油 シュ断器の付属装置はすべて本体に内蔵するのを標準として設計を行っており、用途によって種々の組み合わせで使用するが、シュ断器としての外形寸法はまったく変わらないよう構成している。

5.1 投入操作、制御装置

6-FK 形油 シュ断器は電気操作のものを標準としているが、その構成は全位置機械的引きはずし自由の手動操作のものを基体としているので、これに投入用電磁ソレノイドおよび制御装置を付加するのみで電気操作となしうる。したがって製作組立に当たり手動、電気操作のいずれにもすみやかに応じられる構成である。

投入用電磁ソレノイド断面図は図 3.1 に示している。

投入制御回路は従来のXY方式および他の方式とは全く構想を異にしたCX方式を採用しており、シヤ断器操作機構との機械的連動機構が不必要であるので、耐久性ならびに信頼性共に向上させている。

回路図を図5.1に、動作試験オシロの一例を図5.2に示す。動作は、

(a) 投入制御開閉器CS_eを閉じればコンデンサCの充電電流によって継電器⑤が励磁され、その接点Xを閉じる、

(b) 接点Xが閉じれば投入コイル④が励磁されシヤ断器を投入する。一方コイル⑤に流れるコンデンサCの充電電流は時間とともに減少し、継電器⑤の落下電流以下になれば接点Xは開放しコイル④の励磁を断つ、

(c) 投入制御開閉器CS_eを開放することによってのみコンデンサCの放電が抵抗Rを通じて行なわれ、電氣的に復帰状態となるので、完全に電氣的引きはずし自由方式を満足させている。

コンデンサは急充放電形電解コンデンサを使用し、5万回の動作試験・周囲温度変化に対する動作試験ならびに等価寿命試験等も行ない十分信頼できる結果を得ている。

交流電源操作の場合はシリコン整流器を内蔵させるのを標準としている。

操作電流はDC 100 Vで45 A、DC 200 Vで25 Aである。

5.2 引きはずし装置

5.2.1 電圧引きはずし装置 (SH)

自動復帰形で直流交流共直接操作が可能であり、電流値は

DC 100 V 4 A, DC 200 V 2 A

AC 100 V 8 A, AC 200 V 4 A

図5.3に構造を示す。

5.2.2 不足電圧引きはずし装置 (UV)

引きはずし時限を与えないものを標準としており自動復帰形で

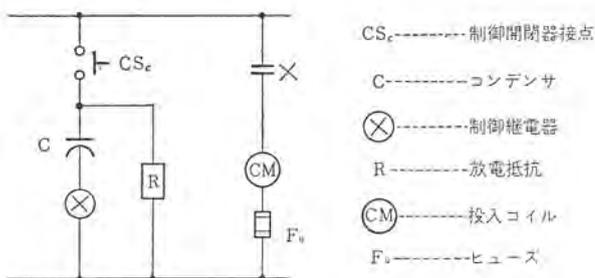


図 5.1 CX方式投入制御回路

Fig. 5.1 Schematic diagram of the operation control circuit.

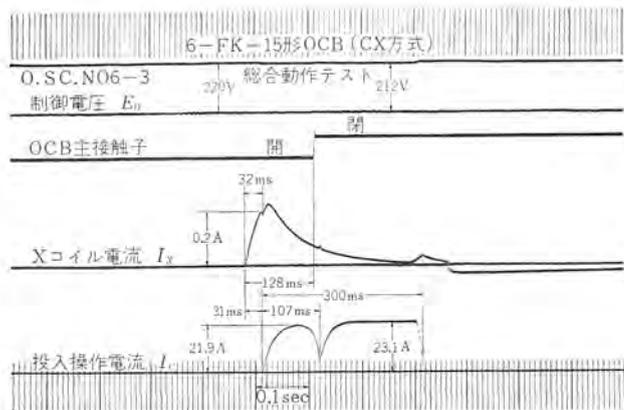


図 5.2 6-FK-15 形油シヤ断器 CX方式投入制御 オシロ
 Fig. 5.2 Oscillogram of the closing operation.

ある。直流・交流共直接励磁可能でコイル消費VAはAC 200 Vで約30 VAである。

図5.4に構造を示す。

5.2.3 変流器二次電流引きはずし装置 (CTトリップ)

図5.5に構造を示すように、可動鉄心をスプリングでさきえ、最低動作電流が2 A以下であり、しかもストロークを小さくして、大電流流通時のショックに対しても十分耐えうる構造とした。

最低引きはずし2 Aが以下で可能なことは、シヤ断器の設置に

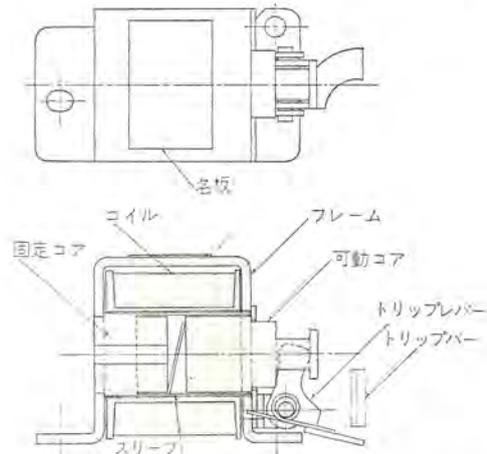


図 5.3 電圧引きはずし装置構造説明
 Fig. 5.3 Shunt trip attachment-construction details.

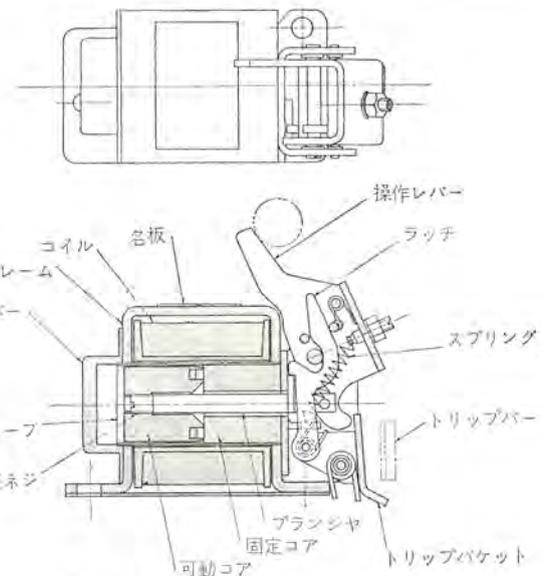


図 5.4 不足電圧引きはずし装置構造説明
 Fig. 5.4 Under-voltage trip attachment-construction details.

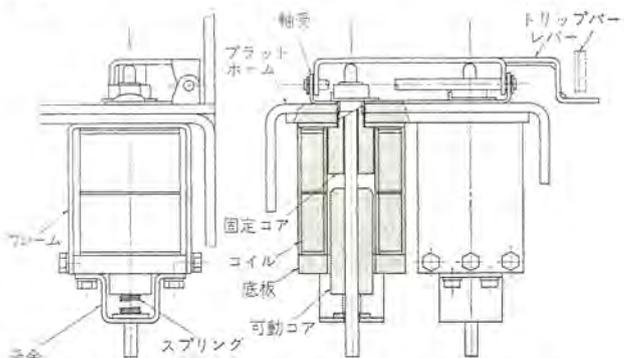


図 5.5 変流器二次電流引きはずし装置構造説明
 Fig. 5.5 CT secondary current trip attachment-construction details.

あたって将来の増設等を見込んで、過電流継電器の整定を2A程度に下げて使用する場合にも十分な回路保護が可能となった。また可動鉄心は渦電流による動作の遅延を防止するために、ステンレス鋼棒に極薄ケイ素鋼帯を巻いた特殊構造とした。

5.2.4 コンデンサ引きはずし電源装置 (キャパシタトリップ)

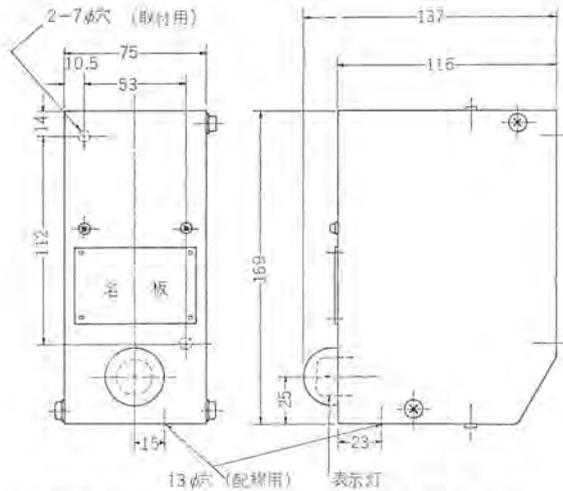


図 5.6 コンデンサ引きはずし電源装置外形
Fig. 5.6 Outline of the capacitor trip attachment.

表 5.1 6-FK 形引きはずし装置標準組み合わせ一覧
Table 5.1 List of standardized tripping devices combination.

条 件		引きはずす装置					組合せられる 三菱継電器	
操作方式	操作電源	保護対象	引きはずし電源	SH	UV	CT トリップ	キャパシタ トリップ	
手 動	ナシ	(手動)						
		過電流	B	○				CO
		短絡のみ	PT	○				CO
			CT			○		COT
		過電流	B	○				CO, CV
		短絡無電圧	PT	○				CO, CV
	TP		○	○		COT		
		過電流	B	○			CO, CV, LOE	
		短絡無電圧	PT	○			CO, CV, LOE	
		接地	PT		○		COT, LOE	
電 気	DC	ナシ	B	○				
		過電流	B	○				CO
		短絡のみ	PT	○				CO
			CT			○		COT
			過電流	B	○			CO, CV
			短絡無電圧	PT	○			CO, CV
				PT		○		CO
			過電流	B	○			CO, CV, LOE
			短絡無電圧	PT	○			CO, CV, LOE
			接地	PT		○		CO, LOE
	AC	ナシ	AC	○				
		過電流	AC	○				CO
短絡のみ		PT	○				CO	
		CT			○		COT	
		過電流	AC	○			CO, CV	
		短絡無電圧	PT	○			CO	
			CT		○		COT	
		過電流	AC	○			CO, CV, LOE	
		短絡無電圧	PT	○			CO, C, LOE	
		接地	PT		○		CO, LOE	
			PT		○		COT, LOE	

(注) 引きはずし電源の中、Bはバッテリー等主回路と直接関係のない電源を指す。
ACとはPT等比容量の大なるものを指す。
PTとは計器用変圧器を指す。

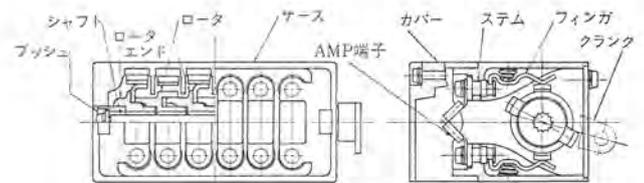


図 5.7 補助スイッチ構造説明
Fig. 5.7 Auxiliary switch-construction details.

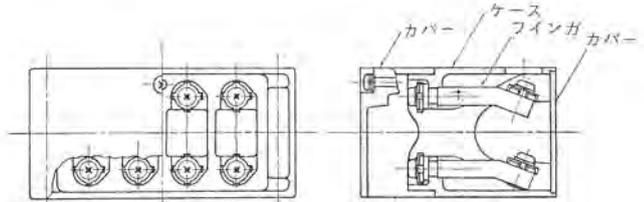


図 5.8 ターミナルブロック構造説明
Fig. 5.8 Terminal block-construction details.

外形を図 5.6 に示す。整流器はシリコン整流器を使用し、コンデンサは急充放電形電解コンデンサを使用しており、充電時間 0.06 秒程度で引きはずし可能である。

5.3 引きはずし装置の適用

付属装置の選択にあたっては、種々の外部条件を考慮のうえ、最も適したものを組み合わせるべきであり、実際には個々の場合にあって決定すべきものであるが、条件およびこれによる組み合わせが非常に多種類となる。次にこれらの中より一般的なものを取り上げ推奨すべき組み合わせを表 5.1 に掲げて参考に供したい。

5.4 補助スイッチおよびターミナルブロック

補助スイッチおよびターミナルブロックは同一外形の絶縁物モールドケースを基体とした構造で、図 5.7, 5.8 にそれを示す。

補助スイッチは一組に 6 回路分の接点を有し、簡単に常開・常閉接点の組み換えが可能であり、3 組 (18 回路分) まで装備できる。接点容量は連続 10 A である。

5.5 開閉表示灯

開閉表示は、機械的表示器が常に装備されているので、表示灯を装備するのは標準外としている。この表示灯は、シヤ断器に直接取り付けられるので、シヤ断器開閉時の振動・衝撃を緩和するため、防振ゴムで製作した取付具を使用している。

6. 適用および据付け

6-FK 形油シヤ断器は全高が従来のものに比較して低いので引出し形とすれば図 1.2 に示すように標準キュービクルに 2 段階積ができる。簡単なツリ上げ装置によって操作が可能である。

固定据付けのものに対しては図 1.1 に示すようにパイプフレームに全体をささえ、操作機構部分も本体に直接装着されているので、従来のように現地調整の必要もなく単独に設置できる。また配電盤パネルとの機械的関連もなく、パネルは操作ならびに表示用の穴明けのみでよい。したがって配電盤パネルに装着される各種器具に対し悪影響をおよぼす振動・衝撃が伝達されない。

固定据付け方法の一例を図 6.1 に示す。

タンクリフトの操作はシヤ断器の前方あるいは後方いずれからでも可能であり、油タンクの引き出しも同様に行なうことができるので、据付け条件の制限範囲がせばめられ、床面利用度が向上する。従来の油シヤ断器では、衝撃緩和に油ポンパー等を設けていたの

工場試験や点検が行なえ量産体勢を整える大きな利点の一つにもなっている。

7. む す び

古くから多数製作されてきたタンク形油シヤ断器の考え方を変え、新しい構想により開発した6-FK形シヤ断器は、従来の同種のものに比べ、大幅に小形であり、また性能は定格シヤ断時間として3サイクルを保証できるシヤ断器であり、投入時のシヤ断器内主回路の磁界エネルギーの変化を、実質的になくしているの、確実に保証できる投入容量をもつ。従来の油シヤ断器が投入容量の点から操作機構を含めて大形化し、シヤ断時間が比較的長かった欠点を明確に解決した。新しいシヤ断媒質によるすぐれたシヤ断器もつづいて現われているが、外形寸法・重量・シヤ断時間、確実な投入容量・価格などの総合点において、優にそれらに対抗しうるシヤ断器である。進歩した量産化技術と相まって、安定した品質の製品を多数納入しつつある。

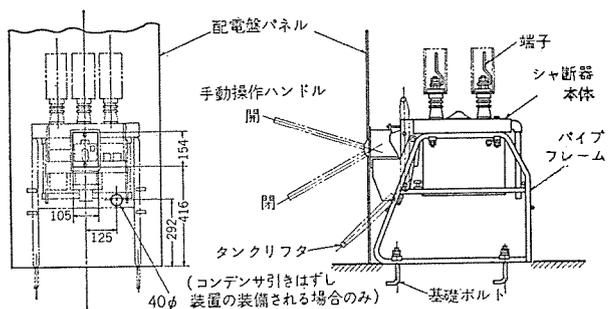


図 6.1 6-FK-15 形油シヤ断器固定据付および
パネル穴明け
Fig. 6.1 View of the breaker fixed mounting.

で油なしの状態での開閉を行なうことができないものが普通であったが、6-FK-15 形油シヤ断器は、開閉動作時の反跳防止に図 3.1 に示すイナ-シヤラッチを設けており、油無しの状態でも開閉時の衝撃に耐えるよう各部の強度を設計しており、油無しの状態でも各種

15 Gc 超多重伝送用カセグレン空中線

香川 哲*・山内 秀男*・高松 泰男*

Cassegrainian Antenna for 15 Gc Super Multichannel Transmission System

Kamakura Works Satoshi Kagawa・Hideo Yamauchi・Yasuo Takamatsu

The captioned antenna is designed for use in 15 Gc short hop radio relay links which the Nippon Telegraph and Telephone Public Corporation is planning to construct. The features of the antenna lies in its Cassegrainian system applied by N. T. T. for the first time to the above purpose. In designing the antenna consideration is given not only to the impedance matching but also to the radiation pattern and gain. To simplify impedance matching work, the airtight plate of the feedhorn aperture is made of low-loss dielectric with a thickness of a half wavelength to annual the reflection, and the apex matching plate is employed for the sub-reflector to perform wideband matching.

The following data have been obtained by the experiment on the antenna with an aperture of 3.3 m in diameter and of 90 deg. in angle.

- i) Gain at 14.9 Gc : 51.8 dB
- ii) Input VSWR between 14.4 and 15.4 Gc : less than 1.055

1. ま え が き

日本電信電話公社においては、全国市外電話回線網の急速な需要増大にもなって 4 Gc 帯および 6 Gc 帯のマイクロ方式または同軸方式の長距離幹線とは別に、安価で建設の容易な短距離無線中継方式が実用されている。

当社でも 11 Gc 帯の短距離無線中継方式用として垂直水平の両直線偏波共用の空中線を製作し、すでに約 140 台納入している。

このたび 15 Gc 帯の短距離無線中継方式用の空中線を製作することになり、新しくカセグレン (Cassegrainian) 方式の空中線を試作したところ良好な結果が得られた。すなわち有効開口直径 3.3 m で開口角 90 度のパラボラ反射鏡を用いて、周波数 14.9 Gc における利得は 51.8 dB (利得能率 57%)、周波数範囲 14.4~15.4 Gc における入力電圧定在波比は 1.055 以下であり、放射指向特性もフロントフィード (Front Feed) の空中線とくらべてそん色のないものである。パラボラ反射鏡の開口直径が波長にくらべて比較的大きくとれる準ヨリ波帯の空中線においてカセグレン方式の空中線は従来のフロントフィード方式のパラボラ空中線にくらべて次のような有利な点がある。

- (1) 空中線の導波管系としてはフィードホーンだけでよく、複雑な導波管部品が不要になり工作が簡単になる。
- (2) フィードホーンの開口は数波長の大きさにとるのでそのインピーダンスはほとんど自由空間のインピーダンスに近く、インピーダンスの広帯域整合が簡単になる。
- (3) フィードホーンの開口が大きいので、雨雪などによるインピーダンス整合の劣化および主ビームの偏移などの影響がきわめて少ない。
- (4) 給電導波管の伝送損失による利得の低下が少ない。
- (5) 容易に偏波共用とすることができる。

2. 設 計 概 要

カセグレン方式はフランス人の天文学者 N. Cassegrain が 1672 年に始めて望遠鏡に応用し、その後数多くの天体望遠鏡に使用されている。また最近になってカセグレン方式の低雑音性(これはフィードホーンと受信機との距離を短かくすることができ、給電導波管の抵抗損失が小さくなること、また宇宙通信用として使用する場合にはフィードホーンからのスピルオーバー (Spill Over) は天体方向に放射されることになり雑音を受けることが少ないことによる)に注目して宇宙通信用や電波天文用の高利得大口径空中線に広く使用されている。当社でも国際電信電話株式会社の茨城宇宙通信実験場の空中線や東京大学宇宙空間観測所のトラックングテレメータ空中線等にカセグレン空中線を納入している。

超多重無線中継用空中線にカセグレン空中線を使用している例は少なく、わずかに西ドイツの Siemens & Halske 社とイギリスの S. T. C. 社で 6 Gc 帯の 1800 チャンネル伝送を目的とした空中線として報告されている⁽¹⁾⁽²⁾。これらの空中線はいずれも利得が 40~50 dB 程度であり、フィードホーンと副反射鏡は近距離領域に設置されておりインピーダンス整合その他に非常に高度な技術を要するものである。

しかしながら周波数が高くなって 15 Gc 程度になってくると伝播損失がふえてくるために、空中線としても比較的利得の高いものを使用することになりカセグレン空中線の設計はむしろ容易になってくる。すなわちパラボラ反射鏡の直径が 100~150 波長 (利得 47~51 dB) 程度になれば、副反射鏡やフィードホーンも比較的波長にくらべて大きいものが使用できるので理論的にも簡単になり、ある程度性能も予想でき試験調整も簡単になる。

超多重無線中継用の空中線には、電気的には空中線利得の高いこと、すなわち利得能率の良好なること、使用周波数帯全域にわたり入力電圧定在波比の低いこと、広角放射レベルが低いことおよび空中線間の相互結合度の低いことなどが必要であり、また機械的には工作が容易で軽量かつ強度が十分なことが必要である。また現地組立や方向調整もスムーズに行なえるようになっており、耐風速についても十分考慮されたものであって、その上価格の安いものでなければならない。

カセグレン空中線はパラボラ反射鏡、パラボラ反射鏡の頂点付近におかれたフィードホーンおよびパラボラ反射鏡の焦点にある回転双曲面の一部である副反射鏡で構成されており、各部の構造寸法は上述の各条件を満足するように選定されなければならない。

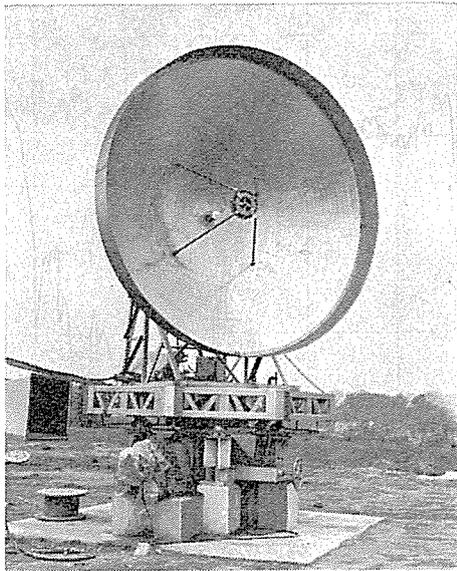


図 3.1 試験台上のカセレン空中線
Fig. 3.1 Cassegrainian antenna on the test site.

3. 構造

パラボラ反射鏡の開口直径と利得の関係は

$$G = \left(\frac{\pi D_m}{\lambda} \right)^2 \cdot \eta$$

ただし G = 空中線の利得

D_m = パラボラ反射鏡の開口直径

η = 利得効率

λ = 波長

であり、ここでは $D_m = 3,300$ mm とした。したがって $\eta = 50\%$ とした場合利得は約 51 dB となる。この反射鏡の開口角は副反射鏡反射波のパラボラ反射鏡外へのスピルオーバーを少なくし、また空中線を並べて設置したときの空中線間の結合を防ぐために 90 度にしてある。

パラボラ反射鏡は重量軽減および原価低減のために鏡面自体に強度をもたせるいわゆる殻構造としてある。すなわち厚さ 6mm のアルミニウム板をプレス成形した鏡面に裏面からリングで支持する構造である。こうすることにより半径方向の補強部材をはぶくことができ、しかも風速 60 m/sec で最大たわみ 1mm 以下という強度をもたせられる。

パラボラ反射鏡裏面のリングには方向調整部を取付けてあり、空中線を方向調整した後、この部分で十分堅固に固定できるように

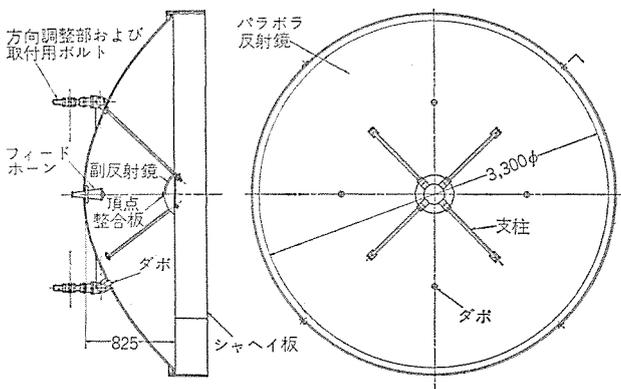


図 3.2 カセレン空中線の構造
Fig. 3.2 Structure of cassegrainian antenna.

なっている。

周波数が高いためにとくに考慮した点はパラボラ反射鏡鏡面に鏡面精度の測定およびフィードホーンと副反射鏡設定の基準点として、機械加工をしてあるダボを4点設けたことである。これは反射鏡裏面のリングダボにを溶接付けし、これの鏡面内に出ている部分を機械加工にて仕上げたものである。こうすることによって機械的な基準点をはっきりし、高い精度の製品を作ることが可能になった。試作したパラボラ反射鏡の鏡面誤差は鏡面の法線方向で測定して ± 1 mm 以下であり、標準偏差は 0.3 mm であった。この鏡面誤差による利得の低下は 0.1~0.2 dB 程度であり散乱レベルも中心方向付近で -45 dB 程度であり問題ない⁽³⁾⁽⁴⁾。

パラボラ反射鏡の背面に用いている方向調整部は ± 3 度粗調整でき、さらに ± 0.5 度微細調整ができるような構造とした。これは空中線の利得が高くビーム幅が 0.4 度程度で非常に細く、方向調整をこまかく行なう必要を生じるためである。

副反射鏡は大きいほど反射器としての効率はよくなるが、一方パラボラ反射鏡開口の陰影部分 (Blocking Area) がふえることになり、第1サイドローレベル (First Side Lobe Level) の上昇および利得の低下をきたすことになる。反対に小さくなると副反射鏡による回折損失がふえてきて有効にパラボラ反射鏡を照射する割合が少なくなり利得の低下をきたす。このため副反射鏡の直径には最適値があり、通常 $D_s/D_m = 0.1$ 程度に選ばれている。しかしながらパラボラ反射鏡の開口直径が波長にくらべて比較的小さいとき (100 波長以下のとき) には陰影部分は多少ふえても副反射鏡の直径を 10 波長程度にした方が得策である。ここでは副反射鏡の直径はパラボラ反射鏡直径の 10 分の 1 に選んである。

副反射鏡の形状を決めるパラメータである離心率にも最適値がある。すなわち離心率を大きくするとフィードホーンと副反射鏡の間の距離が短くなり、副反射鏡からのリアクション (Reaction) が大きくなり広帯域にわたって入力電圧定在波比を小さくすることが困難となってくる。またフィードホーンの放射指向特性も広くしなければならず、フィードホーン開口部のインピーダンス整合をとらなければならなくなる。一方離心率を小さくすると焦点間隔が長くなりフィードホーンの位置がパラボラ反射鏡の外側にはみ出ることになる。ここでは離心率を 1.26 に選んでいる。この副反射鏡はアルミニウム鋳物で製作し鏡面は旋盤加工をしている。鏡面誤差は ± 0.3 mm 以下であった。またこの副反射鏡中央部の頂点は理想曲面より軸方向に 1 mm だけ削り取ってあり平面部を設けてある。これは副反射鏡からのリアクションを打消すための頂点整合板を取付けるためであり、また副反射鏡の設定位置を正確に検査するためである。

副反射鏡を常に正規の位置に正しく保持させるための支柱は水平面および垂直面に対して斜め 45 度の方向でしかも開口面に対して約 30 度傾斜させている。これはこの支柱による散乱波が水平面内および垂直面内指向特性におよぼす影響をさけるためである。

またパラボラ反射鏡の周辺には全周にわたり幅が約 30 cm の円筒状のシヤヘイ板を設けてあり、90 度方向の放射指向特性を改善するとともに空中線を並べて設置したときの空中線間の相互結合をなくするようにしている。

4. フィードホーン

フィードホーンには TE_{11} 波で励振した円錐ホーンを使用している。この円錐ホーンの寸法にも最適値がある。すなわち円錐ホーンの長

さが短いとその放射指向特性を劣化させ、放射電波を有効に利用できなくなる。一方円錐ホーンの長さを長くすれば放射指向特性はよくなるが長すぎると工作上不経済となる恐れがあり取扱にも不便である。円錐ホーンの放射指向特性は一般にE面とH面で異なった形になっておりH面の方がE面よりもブロード(Broad)な指向特性になっている。カセグレン空中線の場合には副反射鏡の周辺で中央部より-10 dB程度になるように選ばばよい。円錐ホーンの放射特性の位相中心点は開口面よりもある程度内側にあり、この位相中心点は円錐ホーンの位相の指向特性の計算値より求めることができるが、計算値ではE面とH面で位相中心点はそれぞれ異なった点にあるために最終的には実験で求めた。

このフィードホーンのインピーダンス特性については開口よりの反射はほとんどなく、テパのノド元部と開口に設けなければならない気密板からの反射だけになる。テパのノド元部からの反射係数は直線テパの場合には周波数15 Gcで約3%となるのでこの部分は曲線テパにしている。気密板にはそれ自体の反射を少なくするために厚さが1/2波長の低損失誘電体板を使用している。周波数が15 Gc程度になると1/2波長板もちょうど手ごろな大きさになり非常に使いやすいたことがわかる。この誘電体板には損失の少ない四フッ化エチレン樹脂(テフロン)を用いている。これは摩擦係数が非常に小さいので汚物などの付着も少なく温度変化および耐候性にもすぐれており、化学変化もおこさない非常に安定したものである。この気密板による吸収損失は計算値で約0.02 dB程度であり問題ない。またこの気密板は波面に対して約25度傾斜させ円錐状にして広帯域化を図っている。フィードホーンの出口は空中線の給電口であり、円形導波管または偏分波器に直結できるようになっている。この円形導波管の内径寸法は周波数15.4 Gcで基本波のTE₁₁ 状態波以外の他の高次状態波が伝播しない範囲内で最も大きいものをIEC(International Electrotechnical Commission) 円形導波管寸法規格の中から選定してあり、その内径寸法は14.45 mmである。

このフィードホーンの放射指向特性の実測値を図4.1に示す。フィードホーンの位相中心点より副反射鏡の周辺をみた角度13.2度における照射レベルはH面で10 dB、E面で-14 dBになっている。図4.2および図4.3にこのフィードホーンで副反射鏡を照射したときの散乱指向特性の実測値を示す。また幾何光学的方法による計算値も併記してある。この指向特性測定結果よりパラボラ反射鏡の開口面上で比較的一様分布に近い照度分布になることがわかる。

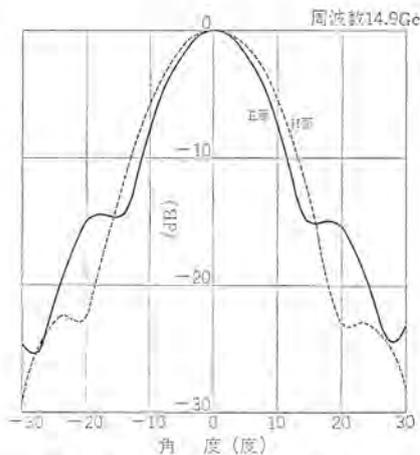


図 4.1 フィードホーンの放射特性
Fig. 4.1 Radiation patterns of feedhorn.

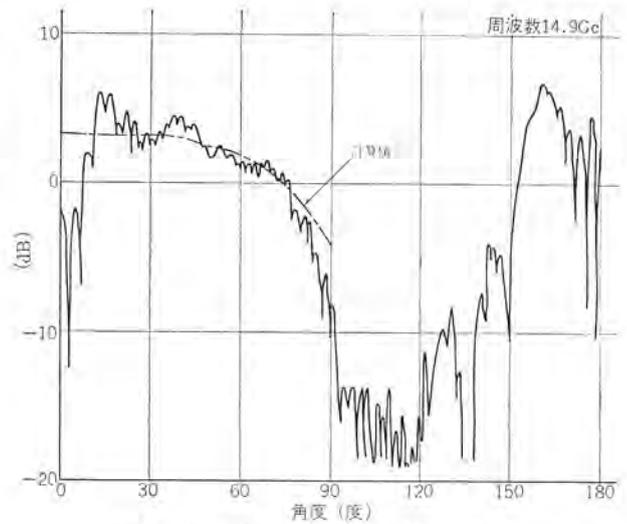


図 4.2 副反射鏡の散乱指向特性 (E面)
Fig. 4.2 Scattering pattern from subreflector (E plane)

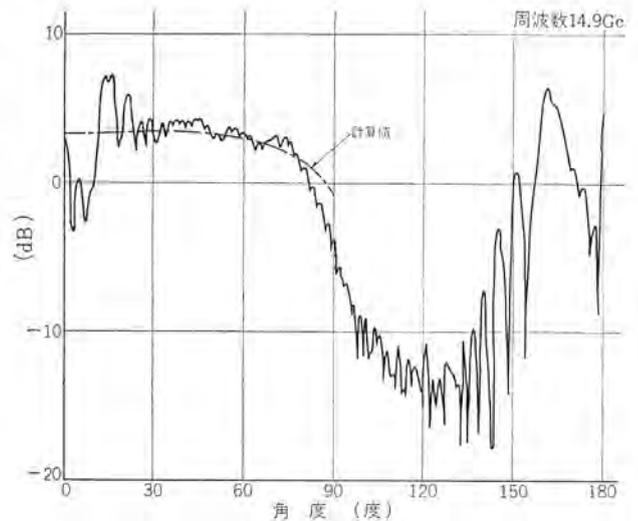


図 4.3 副反射鏡の散乱指向特性 (H面)
Fig. 4.3 Scattering pattern from subreflector (H plane)

E面よりもH面の方が一様分布に近い。

5. カセグレン空中線の電気特性

5.1 入力電圧定在波比

フィードホーンの入力電圧定在波比は4章に述べたような広帯域整合法により、周波数14.4~15.4 Gcにわたり1.035以下になしうる(図5.1(b)参照)。このフィードホーンと副反射鏡を組み合わせると副反射鏡のリアクションに反射が生じる。この副反射鏡のリアクションによる反射係数は⁽⁵⁾

$$P = \frac{G_0 \lambda R}{8\pi \rho_0 (R + \rho_0)} e^{j(2k\gamma_0 + k\delta')}$$

ただし G_0 = フィードホーン の 正面方向利得

R = 副反射鏡中央部のフィードホーンと正対する部分の曲率半径

ρ_0 = 副反射鏡とフィードホーン 間の距離

$k\delta'$ = 基準点の位置により決まる位相

で計算でき約4.5%の反射となる。このことは図5.1(c)の実測値からも同じことがいえる。このようにフィードホーンの前方に副反射鏡のような反射物体があるとこれにより反射された反射電波の一部が再びフィードホーン内に返り給電系にはいるため空中線の入

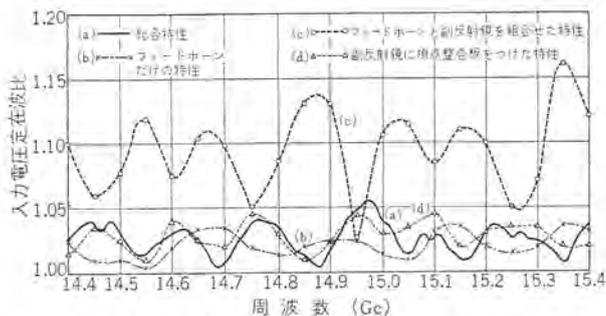


図 5.1 カセグレイン 空中線の入力電圧定在波比特性
Fig. 5.1 Input VSWR characteristics of cassegrainian antenna.

力電圧定在波比特性を劣化させる。フロントフィード方式のパラボラ空中線の場合にも、パラボラ反射鏡からのリアクションにより入力電圧定在波比が悪化するので頂点整合板を用いてこのリアクションを打ち消している。これはパラボラ反射鏡からの反射波のうち給電系に返るものは反射鏡中央部の寄与が非常に大きいということより、この部分に適当な大きさの頂点整合板を付加することによりわずかの利得の低下でもってこの反射波を打消すことができる。カセグレイン 空中線の場合にも副反射鏡の頂点に適当な大きさおよび厚さの整合板をつけることによって簡単にこのリアクションを打ち消すことができる。図 5.1(d) に頂点整合板でこのリアクションを打ち消したときの入力電圧定在波比を示してあり 1.045 以下になっている。

パラボラ反射鏡の入力電圧定在波比に及ぼす影響はほとんどなく、全体として入力電圧定在波比は 1.055 以下に広帯域整合できていることが図 5.1(a) よりわかる。

5.2 利得

カセグレイン 空中線の利得は有効開口面積と

- (1) 副反射鏡からのスピルオーバーによる損失
- (2) 副反射鏡および支柱の陰影による損失
- (3) 照度分布による損失
- (4) パラボラ反射鏡からのスピルオーバーによる損失
- (5) 給電導波管の伝送損失
- (6) その他 (鏡面精度、頂点整合板等による損失)

の各要因による利得能率によりきまる。ここで利得能率というのは給電口からみた場合の空中線の能率であってすべての要因を含むものである。

副反射鏡からのスピルオーバーによる損失というのはフィードホーンからの放射波のうち副反射鏡を照射しないでそのまま空中線の前方に放射されるものであり、空中線の利得を低下させるとともに放射指向特性を劣化させる。

副反射鏡および支柱がパラボラ反射鏡内にあるために、その開口面上に陰影部分を生じ、その部分の照度分布がゼロになるため放射に寄与する有効開口面積が減少し利得が低下する。

パラボラ反射鏡の開口面上における照度分布による損失は一般に開口能率といわれているものであり、4章で述べたように副反射鏡からの散乱指向特性は比較的一様分布に近いため、フロントフィード方式のパラボラ空中線にくらべるとこの照度分布による損失は少ない。

パラボラ反射鏡からのスピルオーバーというのは副反射鏡からの散乱波のうちパラボラ反射鏡を照射しないでそのまま放射するもので、空中線の利得を低下させる。この損失は副反射鏡による回折損失

といわれているもので、副反射鏡の大きさが波長にくらべて大きくなれば少なくなる。

カセグレイン 空中線の場合の給電導波管はフィードホーンだけになりその長さは短かいのでこの伝送損失は非常に小さく問題にならない。

副反射鏡の鏡面誤差は最大 ± 0.3 mm 程度であり周波数 15 Gc ではほとんど問題にならず、パラボラ反射鏡の鏡面誤差も最大 ± 1 mm 以下、標準偏差 0.3 mm 程度であり、これによる利得の低下は⁽³⁾

$$\frac{G}{G_0} = e^{-\left[\frac{4\pi\epsilon}{\lambda}\right]^2}$$

ただし ϵ = 鏡面誤差の実効的な標準偏差

で計算でき、ここで実効的な標準偏差というのは鏡面誤差を鏡面

表 5.1 利得能率の内訳 (周波数 14.9 Gc)
Table 5.1 Details of gain efficiency (frequency 14.9 Gc)

	損失 (dB)
副反射鏡からのスピルオーバーによる損失	0.70
副反射鏡、支柱の陰影による損失	0.15
照度分布による損失	0.75
パラボラ反射鏡からのスピルオーバーによる損失	0.50
鏡面精度による損失	0.15
頂点整合板による損失	0.20
計	2.45

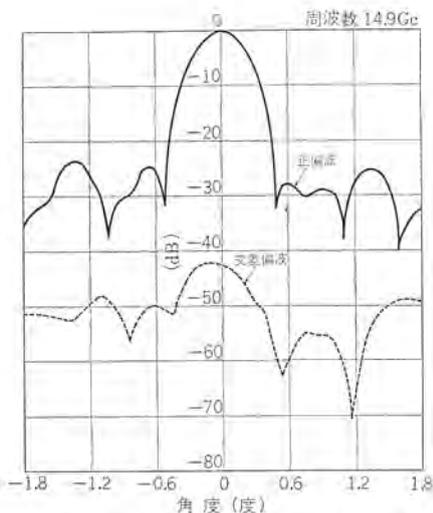


図 5.2 主ビーム近傍の放射指向特性 (E 面)
Fig. 5.2 Radiation patterns near the main beam (E plane)

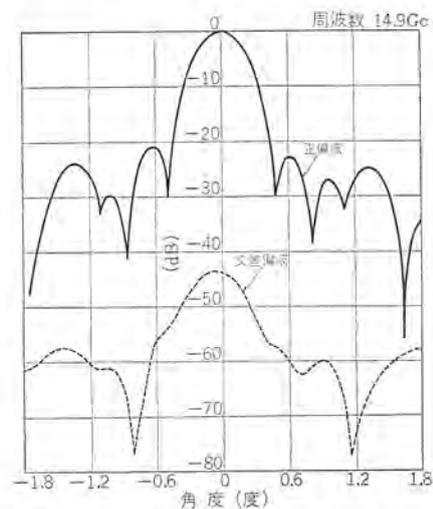


図 5.3 主ビーム近傍の放射指向特性 (H 面)
Fig. 5.3 Radiation patterns near the main beam (H plane)

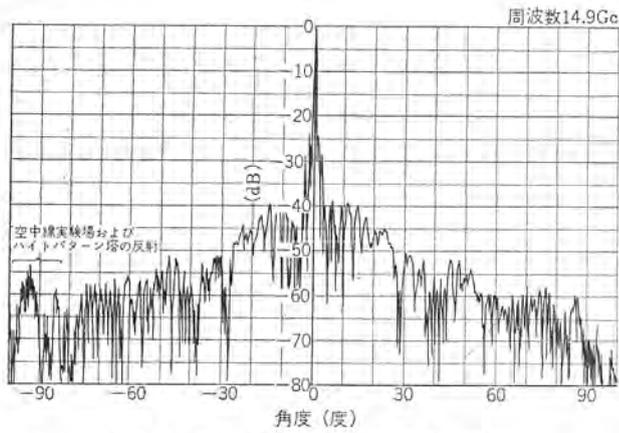


図 5.4 正偏波放射指向特性 (E面)
Fig. 5.4 Principal polarized radiation pattern (E plane)

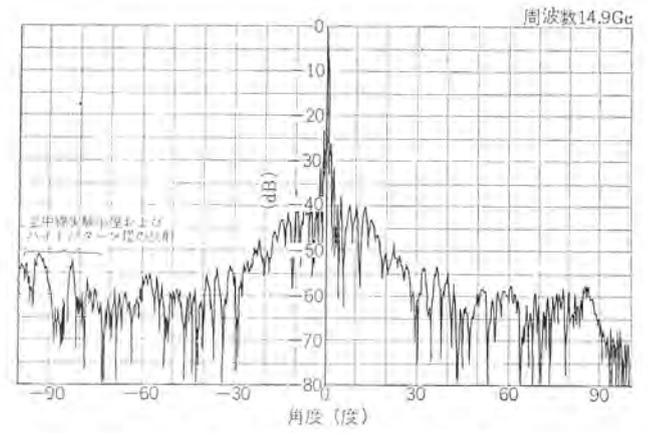


図 5.6 正偏波放射指向特性 (H面)
Fig. 5.6 Principal polarized radiation pattern (H plane)

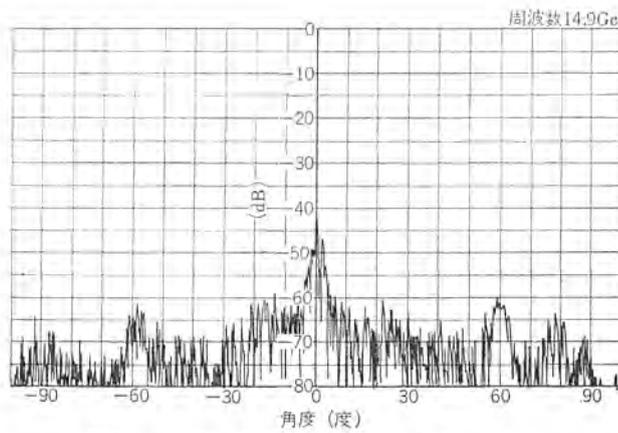


図 5.5 交さ偏波放射指向特性 (E面)
Fig. 5.5 Cross polarized radiation pattern (E plane)

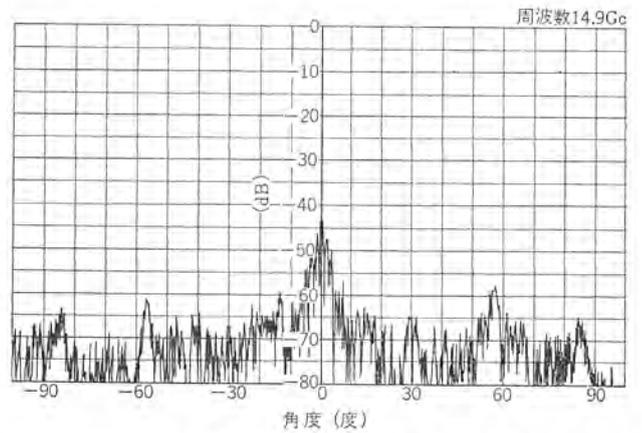


図 5.7 交さ偏波放射指向特性 (H面)
Fig. 5.7 Cross polarized radiation pattern (H plane)

表 5.2 主ビーム近傍の放射特性 (周波数 14.9 Gc)
Table 5.2 Radiation property near the main beam (frequency 14.9 Gc)

		E 面	H 面
主ビームの幅	-3dB	0.42 度	0.40 度
	-10dB	0.72 度	0.68 度
第1サイドローブ	位置	0.60 度	0.65 度
	レベル	-25 dB	-21 dB
第2サイドローブ	位置	0.90 度	1.00 度
	レベル	-29 dB	-27 dB

の法線方向で測定するために、この鏡面誤差と開口面上の位相誤差を対応づけるために補正したものである。このパラボラ反射鏡を用いた場合の利得の低下は約 0.15 dB である。

このカセレン空中線の周波数 14.9 Gc における利得は実測結果 51.8 dB であり、利得能率は 57%，すなわち -2.45 dB であった。表 5.1 にこの利得能率の内訳の予想値を示しておく。

5.3 放射指向特性

カセレン空中線の放射指向特性は図 5.2~図 5.7 に示すように E面および H面ともに 0 度~30 度の範囲のレベルはやや高い。これは副反射鏡からのスピルオーバー、回折などによるものであり -40~-50 dB 程度である。しかしながら 30 度~90 度の範囲内では -50~-60 dB 程度であり非常にすぐれたものである。また 90 度以上では -65 dB 以下となっている。

特筆すべきは交さ偏波特性であって、従来のパラボラ空中線にくらべて非常にレベルが低く、主ビーム近傍でも -40 dB 以下であ

った。

表 5.2 に主ビーム近傍の放射指向特性をまとめておく。4 章で述べたように H面の照度分布の方が E面にくらべて一様分布に近い。指向特性も H面の方がビーム幅は狭く、第 1 サイドローブは高くなっている。

6. む す び

以上概略的ではあるが超多重無線中継用として十分実用に供し得る 15 Gc 帯カセレン空中線についてその設計、製作および性能について記した。超多重無線中継用空中線としてのカセレン空中線はほかに余り例をみないものであるが、まえがきにも述べたように数々の特長があり、今後ふえてゆくと思われる準ミリ波帯の空中線として有望なものであると思う。

終りに臨み、ご指導ご激励を賜った日本電信電話公社技術局海老原調査員、山本社員および電気通信研究所加藤調査員、仲原研究主任に厚くお礼申し上げます。

参 考 文 献

- (2) Von E. Gillitzer : Frequenz, 16, 459 (1962)
- (2) D. G. Ware, G. Stemp : Electrical Communication, 40, 200 (1965)
- (3) J. Ruze : Proc. IEEE, 54, 633 (1966)
- (4) 河津, 大橋, 加藤 : 研究実用化報告, 5, 139 (昭 31)
- (5) S. Silver : Microwave Antenna Theory and Design, (1949)

レーザー無接触ならい計測装置

安東 滋*・谷口 一郎**・宮沢 生行**
田村 祥一***・菊池 誠***

Contactless Laser Profiling Equipment

Central Research Laboratory Shigeru ANDŌ・Ichirō TANIGUCHI・Takayuki MIYAZAWA
Kamakura Works Shōichi TAMURA・Makoto KIKUCHI

As an application of laser to the profiling numerical control system, a profiling system in which a single laser beam operates like a mechanical probe has been devised and given experiments on its operation performance. The results have proved that the equipment has a very high accuracy such as the resolution of $\pm 1 \mu$ and the reproducing accuracy of above $\pm 2 \mu$. This means that three factors, required in putting the profiling equipment to the practical use, of no contact, high accuracy and rapidity have been fully met with and it may safely be claimed that ideal equipment has been brought to fruition. The article gives an account of the principle of the system, discussing the experiments made on the actual profiling work.

1. ま え が き

近年、自動車・船舶・航空機その他の製造工業において、任意三次元曲面の計測、データ処理および工作加工の工程の自動化・高速化を目的とした「自動設計加工システム」の開発が重要視されるに至った。なかでも複雑な形をした物体の外形を精密かつ迅速に計測する技術が、これらの工業分野において長い間望まれてきていた。これは、従来最も一般に用いられている機械プローブ法が、機械的な接触に頼る方法であることから、本質的に次の難点を有しているからである。

- (1) 被測定物体の材質に制限がある。
- (2) この制限は計測精度を上げるためにプローブ先端を細くすればするほど、きびしくなる。
- (3) 連続ならい動作が困難であり、一般にピック・フィード方式を用いるので、測計作業が複雑で多大の時間を要する。

当社中央研究所では、昭和41年1月にレーザー光を用いる単一の光プローブが、あたかも機械的なプローブのように動作する無接触連続ならい方式を考案し、このたび基礎開発研究を終了し所期の成果を収めることができた。この装置は、分解能 $\pm 1 \mu$ 、再現精度 $\pm 2 \mu$ 以上の高精度を有し、さらに、無接触ならびに連続ならい方式の実現により、被測定物体の材質に対する制限がほとんどないこと、計測作業を単純化し迅速性にもすぐれるとの大きな特長を有している。したがって、この方式は上記の機械プローブのもつ難点を一挙に解決しうる理想的なならい計測方式と考えられる。

現在、装置の動特性に対しては、二、三改良すべき点が残されているが、いずれも本質的な問題点とはならないとの技術上の見通しを得ているので、以下に紹介する。

2. 動作原理

装置の動作原理を図2.1について説明する。まずガスレーザー光を半透鏡を通した後、対物レンズで被測定物体面上に収束させる。この物体表面がよほど研磨された鏡面でないかぎり、面がどのような角度にあっても乱反射成分があるから、それを同じ対物レンズで集め平行光にしたのち、半透鏡で方向を変えてから集光レンズで再び集光させる。つまり、2枚のレンズと半透鏡から構成さ

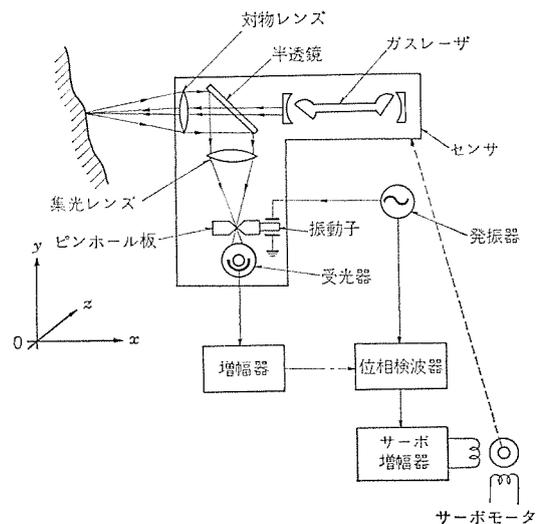


図 2.1 構成原理図

Fig. 2.1 Block diagram of contactless laser profiling equipment.

れる光学系で、被測定物体面上のレーザー光の実像を集光レンズの焦点近傍に結ばせるわけである。

次に、集光レンズの焦点の位置に、上記実像と同程度の大きさの開口径を有するピンホールを置き、ここを通過した光を受光器へ導く。今、ピンホールを固定しておいて、被測定面を対物レンズの焦点位置に置くと、その実像はちょうどピンホール上に結ばれる。この状態から、被測定面を x 方向に移動させれば、被測定面上のスポット径が大きくなることと同時に実像の結像位置も集光レンズの焦点からずれ、ピンホールを通過する光強度は減少する。したがって、対物レンズの焦点位置を $x=0$ として被測定面を $x=0$ 近傍で移動させれば、このときの受光器出力は、図2.2の点線で示したような曲線となる。

さて、ピンホールを集光レンズの光軸に平行に、ある低周波周波数 f で振動させると、受光器の出力信号の基本波成分は、図2.2から明らかなように、ピンホールの振動周波数と同一の周波数 f で、被測定面が $x>0$ か $x<0$ の位置にあるかによって、それぞれ正または逆相の信号となる。

$x=0$ のごく近傍にある場合には、 $2f$ の周波数成分の信号が大

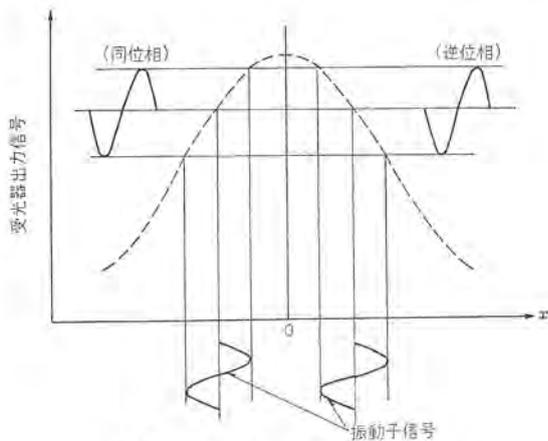


図 2.2 受光器の出力信号
Fig. 2.2 Output signal of photo detector.

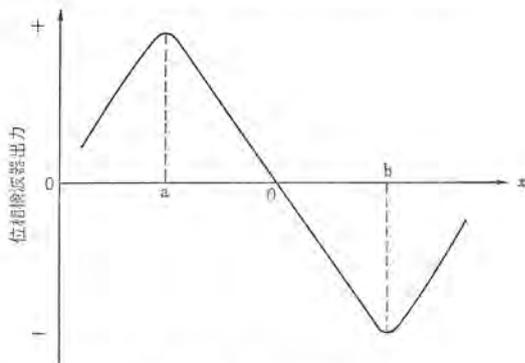


図 2.3 位相検波器の出力信号
Fig. 2.3 Output signal of phase sensitive detector.

きくなり f 成分の信号は小さくなって、ちょうど $x=0$ の場合には、 f 成分の信号はゼロとなる。このような受光器の出力信号を増幅し、ピンホールの振動信号を基準信号として両者を位相検波器で処理すれば、 $x < 0$ 、 $x = 0$ 、 $x > 0$ に対して、それぞれ正・ゼロ・負（あるいは逆）の直流電圧の信号が得られる。

この信号の大きさは、受光器出力の f 成分の大きさに比例するから、図 2.2 と同様に被測定面を移動させると、位相検波器の出力は図 2.3 に示したような曲線となる。つまり、被測定面が対物レンズの焦点位置にあるかどうか、また、ずれているとすれば、どちら側にずれているかを位相検波器の出力信号で判定できるわけである。したがって、この出力信号を増幅してサーボモータを駆動し、センサーを x 方向に前後できるようにするとともにモータの極性を選んでおけば、センサーの位置は、対物レンズの焦点が常に被測定物体面上にくるように自動的に制御されることになる。

ここで、センサーを y 方向に一定速度で移動させておけば、センサーの描く軌跡は被測定物体のレーザースポットを含む $x-y$ 平面の断面図とまったく同一の図形になるから、センサーの相対的な変位量を他の適当な方法で検出し、紙面に垂直な z 軸の各点でこの操作を繰返せば、被測定物体の形状を三次元座標で表わすことができる。

以上の説明から明らかなように、この方式は、カメラの距離計とか光測距儀等の三角測量方式とはまったく異なり、非常に単純ではあるが、巧妙な自動焦点合わせの原理を用いたものである。したがって、照射ビームと観測ビームとが同一の光軸を共有する単一プローブによる連続ならい方式が可能となり、上記の三角測量を基本原理とするならい方式に比べて、高精度であることおよびセンサー部機構の単純さ等においてすぐれた性能を有している。これらの利点は、実用上の見地からすれば非常に大きな意味をもつもの

であろう。

また、位相検波器の出力信号の大きさは、光源の強度、被測定面の反射率と角度、ピンホールの振動振幅等によって変化したが、この信号の大きさと被測定物体の位置を検出するものではなく、図 2.3 に示した $a-b$ (リニアゾーンと称する) の範囲内で制御機能を発揮するサーボ系で制御することによって、物体の形状をならい計測する方式である。

したがって、位相検波器の出力信号の大きさは、装置の S/N が十分であるかぎり問題視されない。すなわち、ガスレーザーの出力変動によって性能が低下することもほとんどなく、また、被測定面の光軸 (x 軸) に対する角度が変わってもその計測機能は失われず、曲率変化の大きな複雑な物体の形状をも計測することができる。

この装置の分解能は、理論上大体リニアゾーンの長さを S/N で割った値で与えられることは明らかであろう。総合精度としては、この分解能に、サーボ系ギアのバックラッシュと、移動機械部のガタによる光軸のずれおよびセンサーの位置検出部の分解能とを加えた値で決定される。

3. 実験結果

この方式の性能ならびに実用性を確認する実験を図 3.1 に示した装置で行なった。図 3.2 は実験装置の外観を、図 3.3 はこの装置のセンサー部を示したものである。ここでの実験では、センサーを y 方向に一定送りする代わりに、試料を y 方向に同期モータで一定送りし、センサーは x 方向のみで前後する方式をとった。

また、センサーの変位量はポテンシオメータをサーボモータに直結し

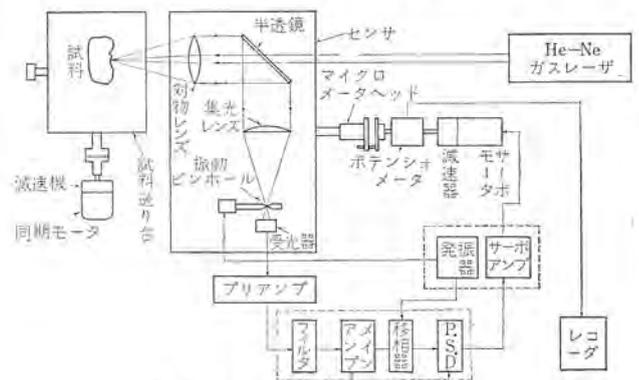


図 3.1 実験装置のブロック図
Fig. 3.1 Experimental arrangement of laser profiling equipment.



図 3.2 実験装置
Fig. 3.2 Laser profiling equipment used for the experiment.

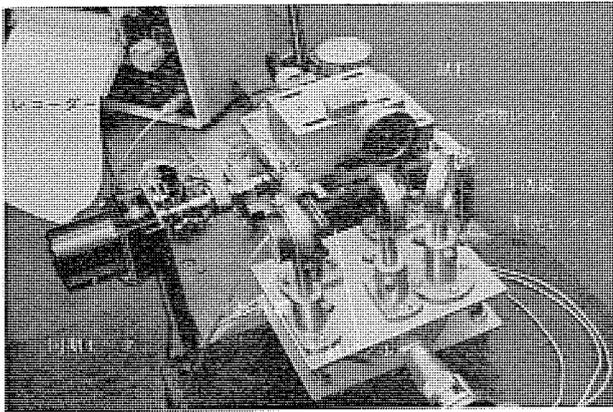


図 3.3 センサー部
Fig. 3.3 Sensing head of experimental equipment.

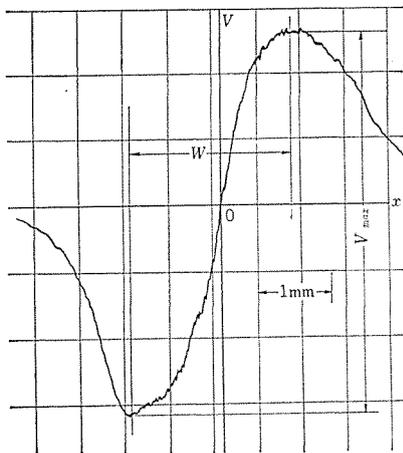


図 3.4 位相検波器の出力信号 ($f_1=50$ mm, 試料: 粘土)
Fig. 3.4 Output signal of phase sensitive detector measured for clay.

て、この出力電圧値をペン書きレコーダに記録する簡単な方式を採用した。つまり、レコーダの送り速度とポテンシオメータに印加するバイアス電圧を適当に調整して、レーザー光スポットを含む紙面に平行な平面による試料の断面図の相似図形を、ある倍率比で記録紙上に描かせる方法をとっている。

実験条件は下記のとおりである。

- ガスレーザー : 出力 1 mW (He-Ne, 波長 6,328 Å)
- 半透鏡 : 誘電体多層膜蒸着鏡
- 対物レンズ : 写真レンズ (F : 2.5, $f=35$ mm)
平トツ単レンズ (F : 2.4, $f=50$ mm)
- 集光レンズ : 平トツ単レンズ (F : 2.4, $f=50$ mm)
- ピンホール : ピンホール板 (0.15 t 銅ハク)
ピンホール径 (0.25 φmm)
- 振動子 : 音サ(又)振動子 (振動数 588 Hz,
振動振幅 約 0.6 mm)
- 受光器 : Si High D* Detector
- センサー台 : 微動載物台 (一軸マイクロメータヘッド付, 最小目盛 10 μ, 1 回転 0.5 mm)
- サーボモータ : 5 W, 1,800 rpm max, 1/30 減衰器付
- ポテンシオメータ : 10 回転 1 kΩ
- 試料送り台 : 微動載物台 (二軸可動, 一軸は同期モータに連結,
一軸は手動送り)
- 増幅器 : 利得 90 dB
- 位相検波器 : 時定数 0.05~0.1 sec

レーザー無接触ならい計測装置・安東・谷口・宮沢・田村・菊池

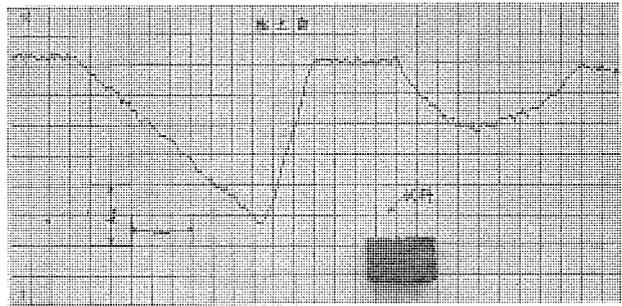


図 3.5 粘土面のならい計測 ($f_1=35$ mm)
Fig. 3.5 Profiling for clay surface.

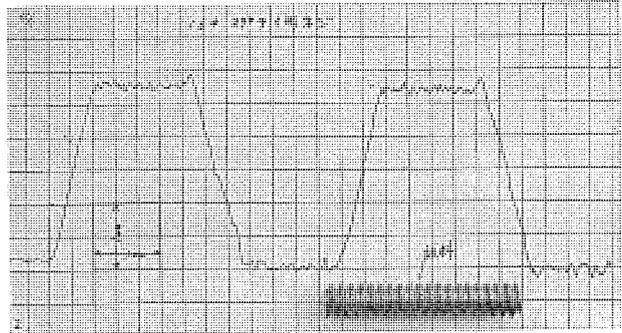


図 3.6 黄銅製テイ形ネジのならい計測 ($f_1=35$ mm)
Fig. 3.6 Profiling for brass trapezoid thread.

試料には、測定面からの拡散光は弱い拡散分布密度に一様性が期待できるものとして、粘土を逆に正反射の度合いが強められるものとして旋盤加工した金属のネジなどを用いた。

図 3.4 は、図 3.1 でサーボモータを止め、同期モータを試料台の x 軸方向にとりつけて、一定速度送りした場合の位相検波器出力の一例を示したものである。この曲線は、2 章で述べた図 2.3 の曲線の様子と一致し、この方式の基本原理の正しさを裏付けるものである。この条件でのリニアゾーンの長さは $W \cong 2.2$ mm となっている。リニアゾーンの長さや直線性は、この装置の分解能およびサーボ系動作において重要な意味をもつものであるので、次章でリニアゾーンの特性を決定するパラメータについてやや詳しく考察することにしよう。

次に、実際にならい計測動作をさせた代表的な例について述べる。図 3.5 は、粘土表面に三角と丸状のミジを刻んだもの、図 3.6 は、黄銅製 16φ29 度テイ(梯)形ネジを計測したものである。ここで、記録上の倍率比は 30 倍に選んである。これらのならい計測データは、非常に微細な点を除けば、すぐれた再現性を有している。図 3.6 のテイ形ネジのように、そのネジ山の斜面が急峻な配である物体面も計測されている。種々の試料について調べた結果、とくに粘土面などの完全拡散面に近い面を有する物体においては、物体表面へのレーザー光の入射角(測定面にたてた垂線と対物レンズの光軸のなす角度を意味する)は、約 80° 傾いた面に対してもならい計測は可能なことがわかった。

この装置の分解能と再現精度を調べるために、次のような実験を行なった。同期モータによる送りを止め試料台の x 方向にダイヤルゲージをセットして、試料台を微動ネジで x 方向に手動送りする。このダイヤルゲージの変位目盛に対応するセンサーの変位量をマイクロメータヘッドの目盛で読み取る。その結果、ダイヤルゲージの 1 μ ふれに対してもセンサーは追従することが確認され、また、試料台をダイヤルゲージの読みで数 100 μ 移動させた後、ふたたび元に戻した場

合、センサーの位置の再現性は $\pm 2\mu$ 以下であった。したがって、この装置は系全体の機械的な誤差をも含めて、分解能 $\pm 1\mu$ 、再現精度 $\pm 2\mu$ 以下という非常に高い精度を有すると結論される。

しかしながら、上記の分解能および再現精度は、その実験方法から明らかなように、装置の静特性に対する性能を現わすものであって、これらがそのまま動特性にも適用しうるとは言えない。このことは、図 3.6 に一例を示したような金属面のならい計測結果を検討して明らかにされた。つまり、金属面のならい計測データによる面のあらさの程度は、だいたい $0.1\sim 0.2\text{ mm}$ 、場合によれば $0.3\sim 0.4\text{ mm}$ にも達する値となっているが、これを、表面あらさ計で測定してみると、この面のあらさは、最大 3μ 程度であった。

このあらさ計は、先端 10μ 程度のダイヤモンド針が、 0.1 g の圧力で面に接触しながらそのアウトツを測る装置であり、これによる測定のほうが面の形を忠実に表わしていると考えられる。したがって、ここでのならい装置は、被測定面のだいたいの形状をならい計測してはいるが、このままでは、静的な状態での分解能、再現精度より $1\sim 2$ ヶタ大きな誤測をする場合もありうると考えざるをえない。

上述のような静特性と動特性とが異なる要因を追求した結果、この現象は、この方式の本質的な問題点ではなく、装置の改良を施すことによって解決しうるものであることがわかった。

まず、電気的・光的な雑音に帰因するものではない。これは、アウトツが大きく計測されている個所、あるいは、面のコウ配が大きな個所を装置がならい計測している途中で、試料台の送りを停止してもまったく雑音的な変動は認められないことから結論される。この実験結果の一例を図 3.7 に示した。さらに、ならい計測が可能とされる条件を満すかぎり、増幅器系の利得、移相器および位相検波器の調整のずれ、光源の光強度にもまったく無関係であることが確認された。けっきょく、誤測をしていると考えられる現象が、被測定面の種類によってその現われかたが異なることを追求することによって、この現象はおもに光学系の特性に最も大きく左右されることを知り、光学系の特性を改良すれば、この装置の動特性の性能を静特性のそれに近いものにしようとの技術上の見とおしをうることができた。この点に関しては、項を改めて次章で、定量的な解析を試みて明らかにしたい。

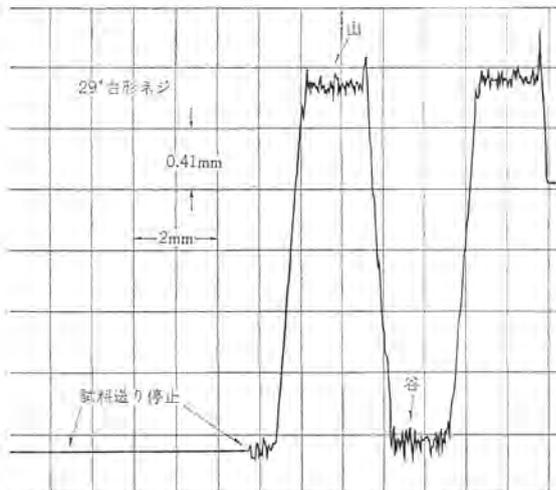


図 3.7 雑音に対する検討例 ($f_1=35\text{ mm}$, 試料: 黄銅製台形ネジ)

Fig. 3.7 Experimental data for measuring of noise effect.

4. 性能と特長

この章では、まず一つのモデルを仮定して、リニヤゾーンの特性を定性的に考察し、実験値との比較を行なう。また、装置の動特性において問題点とされた分解能、および再現精度を決定する大きな要因である光学系の性能に対して、定量的な解析を行ない、改良すべき点について考察する。さらに、他の計測方式との比較において、この方式の特長ならびに利点について述べる。

4.1 リニヤゾーン

リニヤゾーンの解析は、一般にレーザビーム断面内のフック(幅)射密度が一様でないこと、観測ビームとなる散乱光が被測定面の反射率、面精度等によって複雑に変化すること、さらに、これらの現象がレンズ系の収差による効果を強めうることなどから、すべての計測状態を一律に論ずることはできない。ここでは、一つのモデルとして、

- (1) 被測定面は完全拡散面とする。
- (2) レーザビームはビーム中心で最大密度をもつ放物線形のフック射密度をとる。
- (3) レンズの焦点付近の光路は双曲線で表わされる。
- (4) レンズの収差は無視する。

を仮定して、リニヤゾーンの特性を決定するパラメータについて考察してみる。

まず、被測定面が対物レンズの焦点位置から x だけずれている場合、面上のレーザスポット半径は、

$$y = \alpha f_1 [1 + x^2 / (2\alpha f_1^2 / D)^2]^{1/2} \dots \dots \dots (4.1)$$

と表わされる。このスポットの実像の最小半径 y' と、集光レンズの焦点からの変位量 x' とは、それぞれ次のように表わされる。

$$y' = y(f_2 + x) / (f_1 + x) \cong \alpha f_2 [1 + x^2 / (2\alpha f_1^2 / D)^2]^{1/2} \dots (4.2)$$

$$x' = (1/f_2 + x/f_1^2)^{-1} - f_2 \cong -x \cdot (f_2/f_1)^2 \dots \dots \dots (4.2)$$

ただし、

- α : ガスレーザ出力光の広がり角
- f_1 : 対物レンズの焦点距離
- f_2 : 集光レンズの焦点距離
- D : 対物レンズおよび集光レンズの有効径

である。集光レンズの焦点位置に半径 r のピンホールを固定して置いた場合、ピンホールを通過する光強度の割合 I は、

$$I = r^2 (\alpha^2 f_2^2)^{-1} [1 + 2x^2 (D/2\alpha f_1^2)^2]^{-1} \dots \dots \dots (4.4)$$

となる。ここで上記(2)の仮定を用いれば、式(4.4)は次のように補正される。

$$I = r^2 \cdot Y^{-2} \cdot (2 - r^2 \cdot Y^{-2}) \left. \begin{aligned} Y^2 &= (\alpha f_2)^2 [1 + 2(D/2\alpha f_1^2)^2 \cdot x^2] \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (4.5)$$

さて、集光レンズの焦点の位置を中心にピンホールを光軸方向に振動させて、これによって強度変調を受けた光を受光器で受け、位相検波を行なう過程は、近似的には式(4.5)を微分することに相当する。式(4.5)を微分するに、 $y = Y^2$ とおいて、

$$\left. \begin{aligned} dI/dx &= -2r^2 (y^{-2} - r^2 y^{-3}) \cdot dy/dx \\ dy/dx &= 4(\alpha f_2)^2 \cdot (D/2\alpha f_1^2)^2 \cdot x \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (4.6)$$

をうる。上式は、 $x=0$ で $dI/dx=0$ となり、図 2.3 に示した曲線と類似なものになることは明らかである。

リニヤゾーンの長さ W は、式(4.6)をさらに微分して求められる。 $y = \xi + \eta x^2$ とおいて、 $d^2I/dx^2 = 0$ から

$$3\eta^2 x^4 + (2\xi\eta - 5r^2\eta)x^2 - (\xi^2 - r^2\xi) = 0 \dots \dots \dots (4.7)$$

$r \leq \alpha f_2$ から、 $r^2 = \beta\xi (0 < \beta \leq 1)$ とおいて、

$$W = 2|x| = \frac{2}{\sqrt{3}} (\alpha f_1^2 / D) \cdot \left\{ (5\beta - 2) + [(2 - 5\beta)^2 + 12(1 - \beta)]^{1/2} \right\}^{1/2} \dots\dots\dots (4.8)$$

$$\beta = r^2 / (\alpha f_2)^2$$

と与えられる。

以上の解析では、リニヤゾーンを求めるに微分を用いたが、これはピンホール板の振動振幅→0の極限の場合に相当する。実際には有限の値をとるから、位相検波器の出力電圧の大きさは、この振幅によって変化する。しかし、ピンホールが、式(4.5)の曲線のコウ配最大の点を中心として振動しているときに、位相検波器の出力電圧は最大、つまり、リニヤゾーンの境界になるはずである。したがって、ピンホールの振動振幅がリニヤゾーンの長さ比べて十分小さいかぎり、ここで用いた微分処理による解析は、物理的意味を失うものではない。

次に、式(3.6)、式(4.8)に示されたリニヤゾーンの特性を実験データから考察してみる。前章の図3.4の実験条件に対応する理論値を、式(4.8)から求めてみる。被測定面上に収束されたレーザースポット径の実測値が、約0.25mmφであったことから、対物レンズの収差を無視して $\alpha \approx 5 \times 10^{-3}$ radian, $\beta = 1$ を代入して、 $W \approx 2.0$ mmをうる。さらに、対物レンズに、 $f_1 = 35$ mm (F: 2.5) と、 $f_1 = 180$ mm (F: 4.5) のものを用いた場合の実験値も、上記の誤差程度以内で式(4.5)の解析値と一致している。

また、式(4.8)で、ピンホール径もリニヤゾーンの特性にきいてくる結果となっているのでこの点に関する実験結果を述べる。図4.1は、ピンホール径の効果を表わす一例である。この場合、ピンホールへ入射するレーザースポット径の最小値は、約0.4mmφであった。ピンホール径がこのスポット径よりもはるかに小さい場合には、リニヤゾーンの長さが小さくなるばかりでなく、一般にS/Nも悪くなる。

一方、スポット径よりも大きなピンホール径では、リニヤゾーンの直線性が失われてくる。前者では、分解能が低くなり、後者では重要なリニヤゾーンの中央部で制御機能を失うために、それぞれ使用することはできない。

また、ピンホール径は、リニヤゾーンの長さよりもS/Nのほうに大きな影響を及ぼすことが判明した。しかしながら、系を安定に動作させるためには、リニヤゾーンの長さを大きくとることも当然重要視される。したがって、ピンホール径は、S/Nとリニヤゾーンの長さに対する要求からその最適値を決定しなければならない。

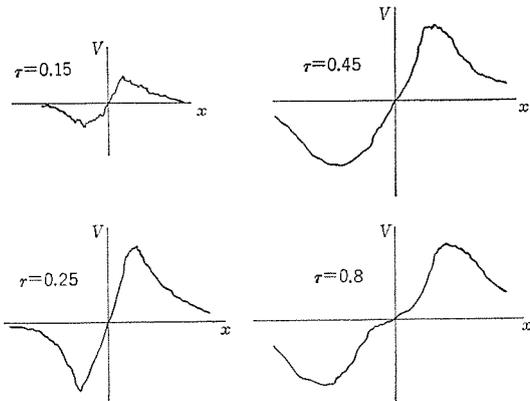


図 4.1 ピンホール径とリニヤゾーンの関係 ($f_1 = 50$ mm, $\rho \approx 0.35$ mm, 試料: 粘土)
Fig. 4.1 Liner-zone characteristics vs. diameter of pin-hole, sample being clay.

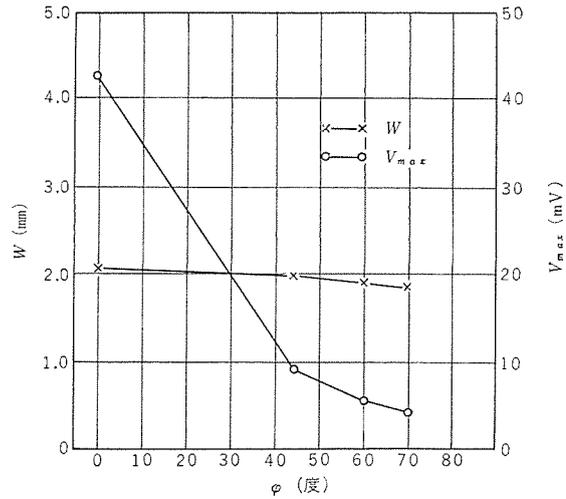


図 4.2 測定面の曲率変化とリニヤゾーンの関係 ($f_1 = 50$ mm, $r = 0.25$ mm $\xi \approx 0.35$ mm, 試料: 粘土)
Fig. 4.2 Linear-zone characteristics vs. curvature of profiled surface, sample being clay.

ここで理論値と比較してみる。

図4.1から、 $W_r = 0.35 / W_r = 0.15 \approx 1.33$, この条件に対応する理論値は、式(4.8)から $W_\beta = 0.9 / W_\beta = 0.4 \approx 1.38$ となり、かなり良い一致を示している。さらに、図4.1で最適値とされた0.25mmφのピンホールを用い、振動振幅を $\rho = 0.05 \sim 0.45$ mmの範囲で変化させて、リニヤゾーンの特性を調べた。その結果、次の事項を知った。すなわち、0.05~0.20mmの間では、振幅が大きくなるほどS/Nは良くなるが、それ以上の振幅ではあまり変化しない。

信号の大きさ V_{max} のみについて言えば振幅の大きいほど大きくなる。しかし、振幅変化によるリニヤゾーンの長さの変化はあまり認められない。これらの実験結果も、式(4.6)、(4.8)を導いた定性的な考え方の妥当性を裏付けるものである。

被測定面の曲率変化を想定した実験結果の一例を図4.2に示した。角度 ϕ は、対物レンズの光軸が被測定面と垂直になる状態を $\phi = 0^\circ$ としてある。 ϕ が 0° の場合と 70° の場合では、信号の大きさ V_{max} は約一ケタ違うがS/Nにはあまり大きな変化はなかった。また、リニヤゾーンの長さはほとんど変わっていない。したがって、この装置は、実用上被測定物体の大きな曲率変化によっても、ならい計測機能を失わないすぐれた性能を有していることがわかるであろう。

このように ϕ の値によって、リニヤゾーンの長さがほとんど変化しない特性をもっていることから、図3.5および図3.6に一例を示した曲率変化の大きな物体のならい計測が可能とされたわけである。さらに、電子回路系に改良を施せば、 ϕ が 80° 以上の面のならい計測も可能と考えられる。

以上、簡単なモデルを仮定した解析により、リニヤゾーンの特性を表わす式を導き、実験上の検討、考察を行ないほぼ満足すべき結果を得た。ここで述べたモデル解析は、すべてのならい計測状態におけるリニヤゾーンの特性を表わすものではないが、定性的な理解に役立つとともに、装置の大略の設計指針を与えるものと考えている。

4.2 動特性の考察

前節で、動特性の性能が、とくに被測定面が金属面の場合、電氣的、光的な雑音にはまったく無関係に静特性のそれより悪くなる実験結果が得られたことを述べた。本節では、この要因について考察した上で、その対策について述べる。

このならい計測方式の原理によれば、系がならい動作をしている間は、ピンホールの振動中心でピンホールを通過する光強度が最大になるように、センサーと被測定物体との距離が制御されている。この段階での仮定は、集光レンズに入射した平行光はすべて一点(焦点)に集光され、入射光の広がり角や被測定面のレーザスポット径の大きさに比例して、この焦点面のスポット径も有限の大きさを持つことになるが、ならい動作中は必ず焦点面においてビーム径が最小、つまり焦点の位置に設置されたピンホールを通過する光強度が最大になっているということであった。

この仮定は、一般のレンズ系が各種の収差をもつことから、明らかに正しくない。すなわち、レンズの光軸に平行に入射する光ビームでも理想的な一点に収束することは現実にはありえない。とくに、ここでの実験で用いた単レンズにおいては、この仮定の正しさはかなり低いものと考えなければならない。そこで、レンズ系の収差がこの装置の動特性にどのような影響を与えるかを考察してみる。

この方式の原理上、最終的には集光レンズによる観測ビームの収束状態が問題視されるわけであるから、まず集光レンズについて考える。レーザ光は、通常の光源からの光とは異なり、単色性にすぐれた光波であるから、レンズの色収差はほとんど問題視されない。

今、対物レンズでコリメートされた平行光が集光レンズの光軸に平行に入射しているものとすれば、レンズの球面収差のうち狭義の球面収差つまり開口収差のみを考えればよい。開口収差のあるレンズでは、レンズの光軸から異なる高さで光軸に平行に入射する光線は収束されて、光軸上の異なる点で交わる。レンズの焦点とは、近軸光線に対する収束点を意味しているが、光軸からの高さ h で光軸に平行に入射する光線が、この焦点から ΔS だけ離れた点で光軸と交わるとすると、単レンズについて

$$\Delta S = Ah^2 \dots \dots \dots (4.9)$$

の関係がある。ここに A は定数である。上式で表わされる開口収差を誇張して図4.3に示した。これは、被測定面上のスポット径が無限に小さく、また対物レンズが無収差の場合に相当するが、それらが有限の大きさをもつ場合にも、一般に図4.3の焦点付近のビーム径が大きくなるだけであるから、以下の議論は式(4.9)について行なうことにする。

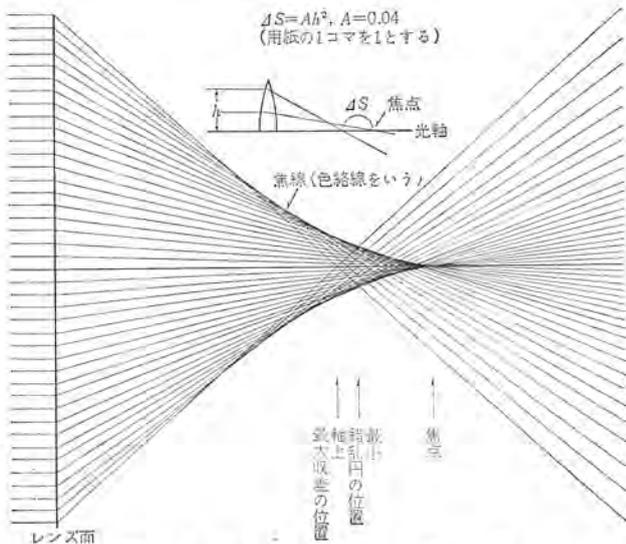


図4.3 単レンズの焦点と錯乱円
Fig. 4.3 Caustic line and circle of confusion for a single lens.

さて、被測定面が対物レンズの焦点にあるとき、集光レンズの焦点にスポットの実像が結ばれることになるが、ビーム径が最小になる位置すなわち最も鮮明な像を結ぶ点は、図4.3から明らかかなように焦点ではなく、最小錯乱円の位置である。したがって、もしピンホール径と最小錯乱円の位置での焦線の幅が等しければ、この最小錯乱円の位置がならい動作の平衡点になる。つまり、最小錯乱円の位置があらかじめ設定したピンホールの振動中心の位置までくようにセンサーが制御される。

この装置では、通常ピンホール径を最小スポット径より小さく選んであるから、上記の平衡点は、焦線の幅がピンホール径に等しくなる点すなわち図4.3の焦点と最小錯乱円の位置との間の点になっている。このような現象が存在するものであっても、集光レンズへ入射する観測ビーム断面の光強度が一様な密度分布を有しているものであるならば、この平衡点がならい動作中にずれることはないわけで、レンズの開口収差は誤測を生ずる要因とはならない。しかし、もし、この密度分布が一様でなく、ならい計測中にその様子に変化するものであれば、それは上述の考察から明らかかなように平衡点のずれ、したがって誤測の原因となる。

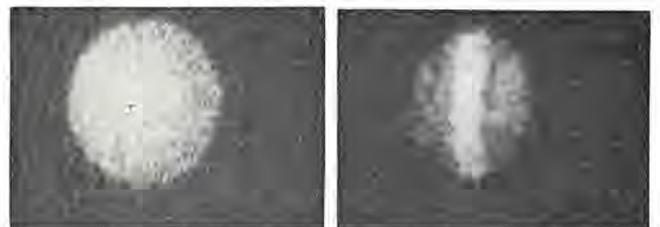
そこで、種々の物体について、対物レンズで平行光に変えられた観測ビーム断面の強度分布を調べた。図4.4は、集光レンズの位置に乾板を置いて撮影した一例を示したものである。その結果、粘土などの完全拡散面に近いものでは、強度分布の一様性はかなりよいが、金属面では、その分布のかたよりが大きくしかも、面の性質とか面の傾き角(本文中では θ)によって微妙に変化することを確めた。

さらに、集光レンズの面上で、観測ビーム径の約1/3の径を有する円形開口を種々の場所に配置して、ならい動作を行なわせた結果平衡点が数 10μ から数 100μ ずれることも確めた。この実験は、図4.3で数本の光線を残して他を消し去った場合に対応し、その結果は既述の考察結果と一致するものである。

次に、実際に用いた集光レンズの開口収差を求め、定量的な検討を加えてみる。単レンズに対する式(4.9)の定数 A は、次式で与えられる。

$$\left. \begin{aligned} A = & -(n/n-1)^2 \cdot (2f)^{-1} + \{2n+1/2(n-1)\} \\ & \cdot r_1^{-1} - (n+2/2n) (f/r_1)^2 \} \dots \dots (4.10) \\ 1/r_2 = & 1/r_1 - 1/(n-1)f \end{aligned} \right\}$$

ただし、 n はレンズ材料の屈折率、 f は焦点距離、 r_1 、 r_2 はそれぞれ光の入射側と反対側の曲率半径である。使用したレンズは平トツ(凸)レンズで、開口収差を少なくするためにトツ面を入射側に用いているから、 $r_2 = \infty$ である。さらに、 $f = 50\text{ mm}$ 、 $n = 1.5$ を式(4.10)に代入して、 $A = -0.07$ を得る。ここで、負の符号は、最大収差の位置が焦点よりレンズ側にあることを示している。以下の解析では符号は考えないことにする。したがって、式



(a) 粘土面 (b) 金属面
図4.4 集光レンズへ入射するビームの強度分布
Fig. 4.4 Intensity distribution of the incident beam to collecting lens. Samples are clay surface.

(4.9) は次のようになる。

$$\Delta S = 0.07 h^2 \quad (h : \text{mm 単位}) \dots\dots\dots (4.11)$$

集光レンズに入射する観測ビーム径の実測値は約10mmφであったから、 $h_{\max} = 5 \text{ mm}$ となる。実際には、ピンホール径の選定により、この h_{\max} の値そのままが用いられるものではないが、ここでは、極端な場合として、 $h = 5 \text{ mm}$ の環状ビームを入射させるものとする。このとき、 $\Delta S = 1.75 \text{ mm}$ となるが、この値は焦点と軸上最大収差の位置との距離を示しているもので、すでに述べたように、 ΔS の値そのものが系の追跡点を示すものではない。

今、集光レンズ面いっぱいに入射しているときの平衡点が仮りに最小錯乱円の位置であったとすると、その位置は簡単な計算から、焦点と軸上最大収差の位置との距離の3/4だけ焦点から離れている結果が導かれる。したがって、平衡点の最小錯乱円の位置からの変位量 ΔX は

$$\Delta X = \frac{1}{4} \Delta S \dots\dots\dots (4.12)$$

と表わされる。さらに ΔX に対応するセンサーの移動距離を Δx とすれば、式(4.3)から次の関係式が導かれる。

$$\Delta x = (f_1/f_2)^2 \cdot \Delta X \dots\dots\dots (4.13)$$

ここに f_1 、 f_2 はそれぞれ対物レンズと集光レンズの焦点距離である。したがって、 Δx が系の平衡点位置の不確定さとして存在していることになり、集光レンズに入射するビーム断面の密度分布が、ならい計測動作中に変化する場合には、センサーは Δx 程度の誤差移動をすることになる。このような要因による誤測値が、粘土面では非常に小さく、金属面では粘土面に比べて大きくなることは、図4.4で述べた実験結果から容易に理解されよう。

式(4.13)に、 $f_1 = 35 \text{ mm}$ 、 $f_2 = 50 \text{ mm}$ 、 $\Delta X = 0.44 \text{ mm}$ を代入すると、 $\Delta x \cong 0.22 \text{ mm}$ と得られるが、この数値は3節の図3.6に一例を示した金属面のならい計測データに表わされているアウトツの程度とほぼ一致し、ここでの考察の正当性を証明している。

観測ビームの断面密度分布をほぼ一様にするために、被測定物体の材質、形状に制限を与えることは、この装置の汎用性を失わせるものであるから、ここでは、被測定物体に特別の制限を与えることなしに、動特性の性能を向上させる対策を以下に述べる。

(1) レンズの開口収差を小さくする。

本文では、集光レンズのみについて論じたが、対物レンズと集光レンズを合わせてスポットの実像を作っているから、両方ともその開口収差を小さくすべきである。単レンズの最小開口収差は、定数 A の絶対値が最小になる条件で与えられる。

つまり、

$$A_{\min} = -n(4n-1)[4(n-1)^2(n+2)f]^{-1} \dots\dots\dots (4.14)$$

$n = 1.5$ 、 $f = 50 \text{ mm}$ を代入して、 $|A_{\min}| = 0.043$ を得る。この値は、平凸レンズの約60%程度である。したがって、単レンズではあまり望みはない。結局、開口収差をとくに除いた組合せレンズが必要とされる。

(2) 細いビームを用いる。

$\Delta S \propto h^2$ であるから h を小さくすればよい。つまり近軸光線のみを用いるようにする。この対策によって生ずる感度低下は、光電気回路系の感度向上、ガスレーザの出力増大を計ることによって、かなり広範囲に渡ってカバーしうるものである。

(3) 集光レンズに焦点距離の長いものを用いる。

$\Delta x \propto (f_1/f_2)^2$ であるから、 f_1/f_2 の比を小さくすれば、系の平衡点の不確定さ Δx を小さくすることができる。また、 f_2 を大き

くすることは、式(4.14)から明らかなように開口収差を小さくすることにもなるので有利である。 f_2 を大きくすると、受光器へ入射する輝度変調信号は小さくなるから、(2)に述べた電気回路系等への改善は同様に要求される。

(4) 光学系の調整、設定に注意する。

とくに、ピンホールの中心を集光レンズの光軸に合致させること、ピンホールの開口面を光軸に垂直に保つこと、光学系に対するピンホール径の最適値の選定に留意することなどの重要性は、今までの考察結果から明らかであろう。

レンズ系に最大開口収差 10μ 以下程度のものを用い、さらに上記(2)～(4)に対して最適設計を施せば、被測定物体が金属とかガラス等であっても、精度数 μ 程度のならい計測は可能であると考えられる。

この装置の動特性には、サーボ系の特性についても考察し、ならい速度と精度との関係などに対して検討しなければならないが、紙面の都合上、別の機会に改めて報告したい。ここでは、この装置で被測定物体面の接線方向ならい速度を一定とする方式もすでに考察し、開発研究を進めていることだけを記しておきたい。

4.3 特長

従来一般に用いられている機械プローブ法のもつ難点についてはすでに述べた。この接触することの問題点を解決するものとして、空気圧を利用する方式が考案されている。しかし、この方式は、被測定物体面にきわめて近接させたプローブを用いないと精度が上らないこと、したがって、物体の形状に大きな制限を受ける難点を有している。

これに対して、三角測量法を基本原理とする光を用いるいくつかの方式が考案され、アメリカ、イタリヤなどですでに実用化されているようである。この方式は、ごく最近、わが国においても発表されたが、次に述べる点で理想的な計測装置とはいえない。

(1) 精度を上げるためには、三角測量の基底を大きくしなければならず、プローブとしての鋭さが落ちるとともに、プローブ部が大形複雑になる。

(2) 光束が2本、つまり照射ビームと観測ビームとがそれぞれの光軸を有しているために、被測定面の曲率変化の効果が軸対称にならない。

(3) 観測光学系の明るさが低い。とくに、被測定物体の曲率変化が大きい箇所、あるいは正反射しやすい面の場合などに、ならい計測が不能とされやすい。

本文で述べた方式は、上述の難点をことごとく解決しうる理想的なならい計測方式ということができよう。ここで、この方式の特長をまとめて次に示す。

(1) 照射ビームと観測ビームとが、同一の光軸を共有する単一プローブ方式であるので、鋭いプローブが得られるとともにセンサー部の機構が単純で小形である。

(2) 被測定物体の材質、形状に対する制限がほとんどなく適用範囲が広い。

(3) 分解能は数 μ から数 10μ ときわめて高い。

(4) 連続ならい動作をするので計測作業は単純化され迅速性に富んでいる。また完全に自動化されたシステムが可能とされる。

(5) 光源に、指向性、単色性ならびに高輝度性にすぐれた特性をもつレーザ光を用いるので、正確に小さなスポットを収束させることができる。したがって、プローブ先端の形による誤差がなくなり、極端に鋭いプローブを使用したと同等の効果が得られ、精度

および感度が著しく向上する。

5. 応用分野

当社における装置の開発研究は、自動車製造メーカーからの引合いに端を発した。すなわち、新形車が生み出されるまでには、デザイナーが作製した実物大のクレイモデル等の形状をあらゆる角度からこまかく測定し、そのデータから設計に必要な各種の図面を作成し、これにもとづいて機械加工を行ない原形となる形を製作する工程が必要とされ、通常2年間余といった長い期間が必要とされている様子である。

これは、クレイモデルの形状を細かく測定する際に、モデルの表面を網目状に分解して、機械プローブをモデル表面に接触させ、各測定点の位置を一点ずつ時間をかけて測定する方法を一般に用いているために、図面化するまでに数ヵ月以上の期間が必要とされることに最も大きく原因しているように見受けられる。したがって、モデルの座標検出の計測過程を大幅に短縮することは、自動車メーカーが当面している緊急の解決事項の一つと考えられる。

本文で述べたならい計測装置は、上述の図面化の工程を数日間以下に短縮しうるとともに、図面化の精度の向上にも大きな役割を果たすものと信ずる。また、無接触方式であるから、モデルに傷をつけたりすることもまったくない。さらに、完成された新形車の形状を計測して、設計図面どおりに製作加工されているかどうかを、短期間に調べることも可能である。

ここに述べたことは、当然、航空機、船舶等の製造工業分野においても要求されることになるであろう。これらの分野においては、なんらかの事故によって損傷を受けた機体、船体等の復元改修にもこの装置は偉力を発揮することになる。

現在考えられるその他の応用面としては、

(a) 金型製造工業における、金型基準物の計測、設計データからの自動加工等、さらに、基準物からのならい加工すら可能性がある。

(b) マイクロ波アンテナの鏡面精密測定。

(c) 電子管の電極、電子銃などの複雑でとくに内側に入り込んだものの寸法検査ならびに精密測定。

(d) 美術品の複製、銅像などの製作。

(e) ガラスの隔壁を通して、真空あるいは高温ふんい気中にある物体の計測。また、透明な液体中の物体の計測、等をあげることができる。

6. むすび

多方面の工業分野において注目をあびているレーザ技術を応用することによって、ならい数値制御システムに長い間望まれてきた理想的ならい計測方法を考案し、従来の計測方式に比べて、実用上多くの優位性をもつことを実証することができた。この方式は、筆者らが知る限りでは世界で初めてのものである。

わが国においても、大形電子計算機を中心に、クレイモデル等の三次元数値計測データをプログラム処理し、自動製図機と数値制御系の指令テープを自動的に作成する、いわゆる自動設計加工システムの開発が重要視されるに至った現在、無接触、高精度、迅速性等にすぐれた特性をもつことが確認されたこの装置の応用分野は、今後、急速に展開されるものと期待されている。

現在、中央研究所において、さらに接線速度一定のならい制御方式の開発を目的とした実用化研究が、また鎌倉製作所において製品化の計画が進められている。おわりに、この研究の推進に有益なご議論を賜わった当社関係各位に感謝の意を表する次第である。

Xバンド ESR 装置とその応用

下地 貞夫*・富島 一成**

An X-band ESR Spectrometers and Its Applications

Central Research Laboratory Sadao SHIMOJI・Kazunaru TOMISHIMA

An ESR spectrometer of small sized and high performance has been manufactured for trial. It is on the 100 kilo cycle modulation method and the straight detection system, having sensitivity of 1.2×10^{11} spin/Oe that is almost the same value as that of large ones. With a highly efficient cavity in use and by reducing noises from each component, it operates successfully with small sized klystrons. The maximum field intensity is held at a necessary range, that is at 4,500 Oe. The magnetic pole is made of a thick tip and a thin base. Homogeneity of 1×10^{-5} at 6 cm field gap is realized while the electromagnet weighs only 600 kg. As examples of measurement, Cr^{3+} in a ruby frequently applied to laser, Fe and P in silicon and a spectrum of surface damage are given with explanation on them.

1. ま え が き

磁気的な不純物原子を含んだ物質を静磁界中におき、高周波磁界をあて、磁界強度あるいは周波数を掃引すると、共鳴的に高周波エネルギーの吸収を行なう。これが電子スピン共鳴 (Electron Spin Resonance, ESR) である。

この現象の測定を行なうことは、結晶内の磁性イオンあるいは溶液中のフリーラジカルの電子状態を調べるための有力な方法として、固体材料や化学合成の研究に使用されている。物質内に存在するいろいろな状態の電子のうち、磁性を有して ESR の対象となるのは、伝導帯、励起状態にある電子あるいは不純物原子に伴なう不対電子である。応用上も重要で、これまで広く調べられてきたのは最後のもので、たとえば、鉄族イオン、希土類イオンなどの不完全殻に属する電子、シリコン中の P, As および Sb のドナー電子、B および Al のまわりの正孔、あるいはセミコンなどの遊離基中のいわゆる不対電子である。ESR は感度が高く、 10^{-12} モルの不対電子の検出可能なことから、最近では医学の研究にも採り上げられて応用範囲が拡大している。

共鳴周波数は、磁性体を除いて、ふつう磁界強度と比例関係にあり、比例係数のうち一般定数を除いたものを g 因子と呼ぶ。また、共鳴吸収は不対電子相互の間および結合帯の電子などの相互作用によって、磁界あるいは周波数に対して幅を持った吸収曲線となり、さらに数本以上に分裂したりする。 g 因子の値も物質内の相互作用によって異なった値をとる。この g 値、共鳴吸収曲線の幅、形状、分裂の本数、間隔および強度比が ESR から得られる測定量である。これらの量が、結晶軸と磁界の方向となす角度によって変化する場合も多く、方向依存性の測定からは結晶の電子構造に直接関係のある詳細な知識を得ることができる⁽¹⁾⁽²⁾。

われわれも半導体やケイ光体などの固体電子材料における測定を行なうために X バンド (10 Gc 帯) の ESR 装置を試作し、十分実用に供しようようになった。すなわち、マイクロ波系はストレート検波の最も簡単な回路としたが、キャビティの動作に注意を払い、また 100 kc/s 変調方式を採用し、構成要素に検討を加え改造を重ねた結果、小形で高性能の使いやすい装置になった。

この報告は、試作した装置およびこれを用いた測定例に関するもので、第 2 章に、ESR 装置の動作原理および Feher の理論⁽³⁾

に従って検出感度を評価した結果を述べる。第 3 章は装置の構成、各要素の特長および動作、第 4 章に、測定例として、ルビー中の Cr^{3+} 、シリコン中の Fe, P および表面損傷による ESR スペクトルを示し、得られる知識について述べる。

2. 原 理

自由な電子の場合、 $g=2.0035$ に対応して共鳴周波数は 1 Oe あたり 2.8 Mc である。多くの試料においても g 値は 2 に近く、3,000 Oe 程度の磁界強度があれば共鳴スペクトルの構造、吸収曲線の形状を良い精度で分解して測定でき、X バンド (10 Gc 帯) の立体回路が製作の比較的容易な点から、ESR 用として最も広く用いられている。この章では ESR の信号強度と雑音についての基礎を述べるが、具体的な数値は X バンドにおける値を示す。

電子スピン系全体についての共鳴現象は高周波帯磁率 $x=x'-ix''$ によって表わされる。虚数部分 x'' は、吸収スペクトルを与える磁界強度 H_0 の関数で、実数部分 x' は x'' に伴なう分数である。共鳴吸収の Q_m は、キャビティ内に貯えられたマイクロ波エネルギーと 1 サイクルごとの損失の比として、次のように書かれる。

$$\frac{1}{Q_m} = \frac{\frac{1}{2}\omega x'' \int_{V_S} H_1^2 dV}{\omega \cdot \frac{1}{8\pi} \int_{V_C} H_1^2 dV} \equiv 4\pi x'' y \dots \dots \dots (2.1)$$

ただし、 ω は角周波数、 H_1 はマイクロ波磁界の振幅、 η は磁気的占積率、 V_S および V_C はそれぞれ試料、キャビティの体積である。 η は $V_S \ll V_C$ として、各種のキャビティ、モードについて計算されている。キャビティ内におけるマイクロ波電力の損失には壁、支持機構および試料の過流あるいは誘電損失があり、これらの原因による Q を Q_c と書く。 Q_c と Q_m を合わせて Q_1 とする： $\frac{1}{Q_1} = \frac{1}{Q_c} + \frac{1}{Q_m}$ 。通常、共鳴吸収による損失は微小で、 $Q_c \ll Q_m$ 、したがって Q_1 の変化として、 $\Delta Q_1 = -4\pi Q_c^2 \eta x''$ と書ける。キャビティの負荷時の Q は Q_1 の結合による Q_{ex} を合わせたものである。キャビティからの反射は Q_1 と Q_{ex} の相対関係で決まるので、 ΔQ による反射波の変化分が ESR の信号になる。

検波器およびマイクロ波源として、それぞれクリスタルダイオード 1 N 23 C および 2 K 25 を用い、図 2. 1 に示すようにマジック T を通してキャビティに連結する。マジック T の主分岐 2 にはスライドスクリュ

・チューナおよび無反射終端を取り付け、それぞれの入射および反射電力を図示のように書く。

いま、 $P_0=0$ とすればクリスタルへの入力キャビティからの反射 P_0 に等しい。クリスタルからの出力電流（電圧）は、 $P_c > 10^{-4} W$ のとき、直線検波で $\sqrt{P_c}$ に比例し、 $P_c < 10^{-5} W$ のとき、自乗検波で P_c に比例するから、ESR の信号は、 P_c の大小に応じてそれぞれ（振幅）反射係数 r および電力反射率 R の変化に比例する。 Δr あるいは ΔR は反射波の共鳴吸収による変調度を与える。上述の ΔQ によって⁽⁴⁾⁽⁵⁾

$$\Delta R = \frac{4B(\beta-1)}{(\beta+1)^2} \cdot 4\pi x'' \eta Q_c \dots (2.2)$$

ただし、 $\beta = Q_{ec}/Q_c$ で結合定数を表わす。 β の変化に対して ΔR は $\beta = 2 \pm \sqrt{3}$ において極大となる。複号は $\beta \leq 1$ に対応するが、測定される振幅平流率 σ で表わせば、

$$\sigma = \beta = \frac{Q_c}{Q_{ec}} > 1 \text{ または } \sigma = \frac{1}{\beta} = \frac{Q_{ec}}{Q_c} > 1$$

となり、いずれも $\sigma = 2 + \sqrt{3}$ を与える。 Δr は⁽⁴⁾⁽⁵⁾

$$\Delta r = \frac{2\beta}{1+\beta} \cdot 4\pi x'' \eta Q_c \dots (2.3)$$

で、 $\beta = \sigma = 1$ において最大となる。 ΔR および Δr は x'' に比例している。

共鳴吸収は微小であり、これが大きな Q_1 の相対変化を与えるためには Q_c の大きいほうが好ましい。また、 Q_{ec} は結合孔を通してマイクロ波エネルギーがキャビティから流失する速度を表わし、小孔の場合は径、 D の 6 乗⁽⁴⁾、誘導性スリットの場合は間隔 d の 4 乗⁽⁵⁾ に比例するといわれる。 Q_c は直接には測定されないから、実際には実験的に結合孔の大きさを変えて、 P_c の値により、上述のいずれかの σ に近くなるように調節する。たとえば、長方形 TE_{102} モードの場合、 $Q_c \approx 6,000$ 程度であるから、 $D \leq 5 \text{ mm}$ で調整がとれる。

検出可能な信号の原理上の下限は、キャビティの発生する熱雑音で決まる。これを等価な高周波帯磁率で表わして x''_{th} と書くと、 x''_{th} は $\sqrt{P_0}$ に比例して増加する。幅 $2Oe$ のロレン小形の吸収曲線を持った DPPH に換算し、検出系の帯域帯を 0.1 c/s とすると、 $P_c = \mu W$ で 10^{11} スピン、 $P_c = 1 \text{ mW}$ で 10^{10} スピンの程度と計算されている⁽⁵⁾。実際に検出しようするスピンの下限はスペクトロメータ各部から発生する雑音のため、より大きい値である。図 2.1 の回路に信号増幅器を接続した場合、次式で与えられる因子だけ大きくなる⁽⁵⁾。

$$\frac{x''_{obs}}{x''_{th}} = \left(\frac{GN_R + F_{amp} + t_0 - 1}{G} \right)^{\frac{1}{2}} \dots (2.4)$$

ただし、 G はクリスタルの検波効率、 N_R はクライストロン、 F_{amp} は信号増幅器および t_0 はクリスタルの雑音指数である。 x''_{obs} は観測しようする高周波帯磁率の下限を表わす。

t_0 は

$$t_0 = \frac{\alpha I_0^2}{f} + 1 \dots (2.5)$$

のように表わされ、 f は変調周波数で、クリスタル特有のフリッカ雑音（第 1 項）を小さくすることが問題点の一つとなる。 GN_R は P_0 とともに増大するが、雑音の多いといわれる 2K25 でも、 $P_0 = 10 \text{ mW}$ で 20 を越えない。

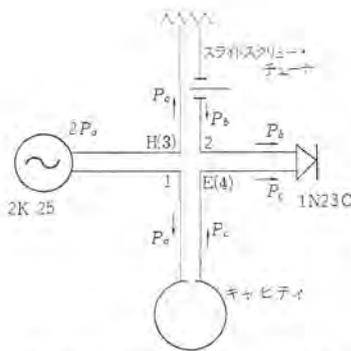


図 2.1 反射形キャビティによる ESR 信号の検出
Fig. 2.1 Detection of ESR signal by mean of a reflection cavity.

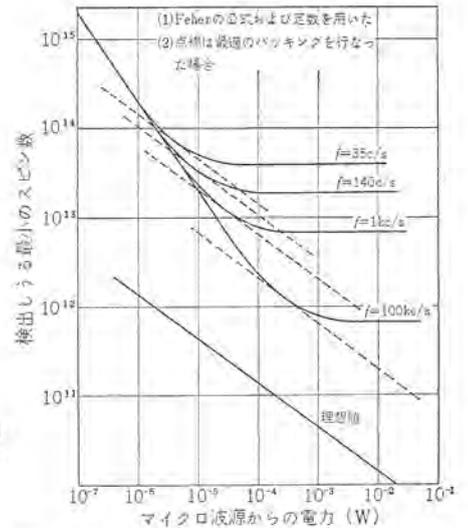


図 2.2 マイクロ波電力に対する検出感度の変化（計算値）
Fig. 2.2 Variation of sensitivity vs. microwave power (calculation).

第 2 は F_{amp} が上述の x''_{th} の推定におけるようなきわめて帯域幅の小さい、 0.1 c/s 、信号増幅器においても、全体として初段の発生する雑音の数倍以内に押えることである。しかし注意して製作することにより、 $F_{amp} = 2 \sim 3$ は実現可能で、クライストロン雑音に比べて一桁小さくできる。

これらに対して t_0 は低周波から中間周波の領域で、第 1 項の分母のためかなり大きくなり、1N23C で $P_c = 10 \text{ mW}$ の場合、 $f = 35 \text{ c/s}$ とすると 10^7 のケタにもなる。クリスタル雑音を軽減するには f を高くすることおよび適当な入力レベルで動作させることが有効である。 $f = 35 \text{ c/s}$ 、 140 c/s 、 1 k c/s および 100 k c/s について、 x''_{obs} を P_0 に対して計算すると図 2.2 のようになる。 P_0 は Feher⁽⁵⁾ に従って $0.1 \cdot P_0$ とした。

入力レベルの低いところでは検波効率の低下のために、高いところでフリッカは雑音の増加のために理想値からのはずれが大きくなる⁽⁵⁾。また、高入力における S/N 比が $f^{\frac{1}{2}}$ に比例して改善されると同時に最適の入力レベルも $f^{\frac{1}{2}}$ に比例して増大することがわかる。

スライドスクリーン・チューナにより、クリスタルへの入力マイクロ波の不足を補ない、あるいは相殺する操作により S/N 比を改善することができ、それぞれ正あるいは負のバックングと呼ばれている。理想的なバックングが行なわれた場合には、それぞれの変調周波数に対して、図 2.2 の点線に示したように著しい感度の向上が期待される。数 10 dB 以上のバックングは周波数変動のため、ある程度減殺されるがかなり有効である。

3. 装置

ESR 装置は図 3.1 に示すように、クライストロン電源、マイクロ波系、AFC 増幅器、信号増幅器、変調器、電磁石、励磁電源、オシロスコープおよび記録計から構成される。

3.1 マイクロ波系

前節に述べた X バンド (10 Gc 帯) の周波数で動作するマジック T、キャビティ、スライドスクリーン・チューナおよび検波ダイオードによるブリッジ回路に、波長計および抵抗減衰器などを付加して図 3.2 に示す回路とした。すなわちクライストロンとしては小形の 2K25 を用い、次の単向管はクライストロンの保護用でマッチングの取れた負荷として

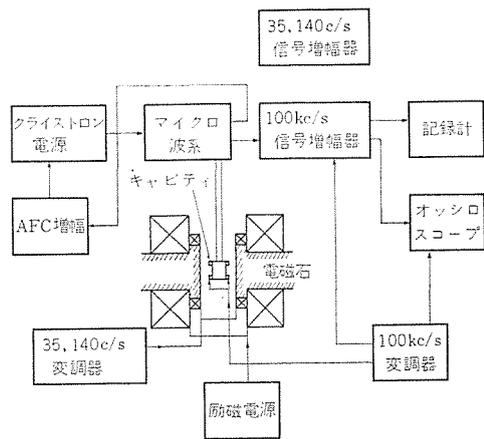


図 3.1 ESR 装置ブロック図
Fig. 3.1 Block diagram of the ESR spectrometer.

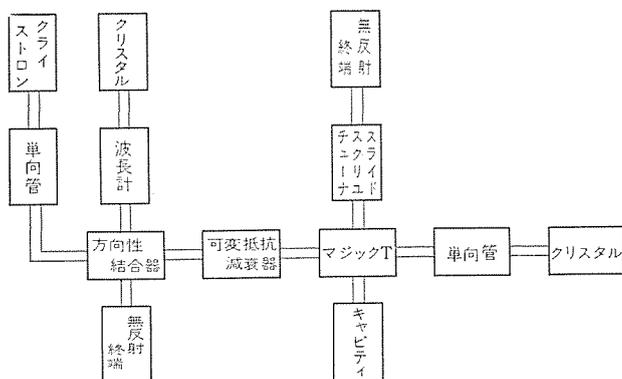


図 3.2 ストレート方式によるマイクロ波系
Fig. 3.2 Microwave circuit for the straight detection.

働く。波長計は分岐回路に付し、専用のクリスタルを設けたので、2現象 オッシロ と組合わせて、試料の設定によるキャビティの Q 、結合度および周波数変化などを知ることもできて便利だった。抵抗減衰器を通り、マジック T で 2 分されたマイクロ波電力の一方は反射形の試料キャビティにはいり、他方はスライドスクルー・チューナで適当なパッキングを行なうに利用される。信号用クリスタルのマウントでのミスマッチングによる反射がマジック T にもどらないように単向管をそう入してある。

これはストレート検波方式と呼ばれる構成で、部品は ESR の測定を行なうために最低必要なもののみであるが、変調周波数を高め (100 kc/s) で、クリスタル 雑音を小さくすることにより、大部分の目的には十分間に合う程度の良い検出感度を得ることができ、最も広く用いられている。

3.2 キャビティ

長方形および円筒形のものを試作し、それぞれ図 3.3 (a) および (b) に示すとおりである。長方形の場合、2ターンの変調コイルをキャビティに貫通して取り付け、このコイルの中心でマイクロ波磁界が最大となるよう TE_{102} モードに共振させた。金属線をキャビティ内にそう入することは損失を増加させて好ましくないが、 Q メータで観測しながら、線を壁に平行に調節した結果、 Q の低下は 20% 以内となった。

極低温においては電子スピン系の緩和時間が長くなること、および変調コイルの熱損によるヘリウムの沸騰などのため、100 kc/s 変調をかけにくい。逆に、信号強度は絶対温度に逆比例して増加し、低周波変調でも十分な S/N 比がえられるので、電磁石に巻いた補助コイルにより 140 c/s の変調をかけた。この場合、モード

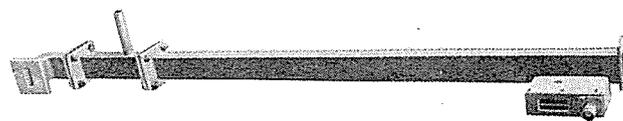


図 3.3 (a) 長方形キャビティ
Fig. 3.3 (a) Rectangular cavity.

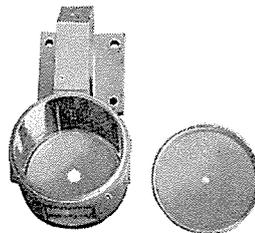


図 3.3 (b) 円筒形キャビティ
Fig. 3.3 (b) Cylindrical cavity.

は TE_{102} あるいは TE_{101} のいずれも適当に用いることができる。

結合係数 β は 1 に近く、少し低結合にした。これは前章により、クリスタルを直線検波領域で、自乗検波への移行の付近がクリスタルの S/N 比の最良の条件となるからである。キャビティの Q_c に合わせて結合孔を広げると総合の Q は低下するが、式 (2.3) で表わされる β の効率の向上がまさり感度が高くなる。

また、液体ヘリウムあるいは液体チッ素温度における測定では、冷却材の沸騰あるいは温度変化によるキャビティの周波数変動による雑音は圧倒的に大きいので、試料キャビティにロックして AFC をかける必要がある。AFC 信号の大きさはキャビティの同調点およびこれから少し離調した点における反射係数の比に関係し、 $1/(1-\beta)$ に比例して増大する。安定な制御を得るためには同調点で、VSWR をほぼ 1.05 より小さくする必要があった。

円筒形キャビティは TE_{101} で、良く知られているように、電力線が閉じているため Q が高く、最適結合で 5,000 は容易に得られる。マイクロ波帯における石英ガラスの損失はかなり大きい、中心軸に沿ってチッ素用のデューをそう入した場合、電界がないため損失が防げるなどの利点があり、また、半導体あるいは遊離基などの測定に際しても、同様の理由から Q 、したがって β の変化が少なく、使いやすい。

励振は側壁から容量性に近い窓で行ない、100 kc/s 変調は高インピーダンスのコイルにより、側壁に設けたスリットを通してかけた。円筒形キャビティは径が太く、デューが大きくなるので、液体ヘリウム温度における測定には、もっぱら長方形キャビティを用いた。

3.3 信号増幅器

ESR の信号強度は 10^{11} のケタのスピン数で、 $P_0 \sim 10^{-3}$ に対して、数 $m\mu V$ の程度である。信号増幅器には、これだけの入力感度および十分な強度で記録するための増幅度、約 3×10^5 倍 = 110 dB、が要求される。磁気共鳴において、標準的に行なわれているように、変調周波数の同調増幅器で利得を得、位相検波器の時定数で全体の帯域幅を定める方式を用い、図 3.4 に示した回路に設計した。

初段は 6DJ8 のカスコード増幅、次に 6AU6 で 3 段の 100 kc/s 同調増幅し SD 60 で位相検波を行なう。利得の調整は、標準信号発生器に用いられるステップ式の減衰器を用いたので、インピーダンス・マッチングのために 6C4 のカソードフォロワを 6DJ8 の次にそう入した。

位相検波の参照電圧に対する移相回路は、12AU7 で 2 段直列

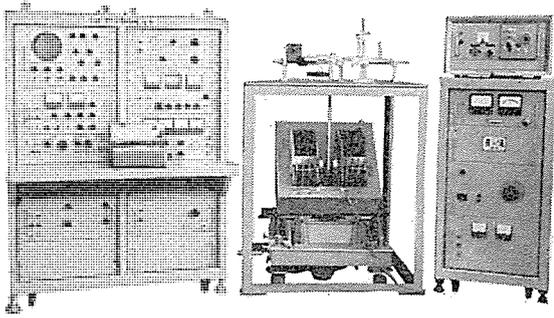


図 3.8 Xバンド ESR スペクトロメータ
Fig. 3.8 X-band ESR spectrometer.

および オッシロスコープは、内容を省いた 100 kc 変調器、低周波の信号増幅器および変調器とともに 2 面のテーブル付き標準ラックにまとめた。励磁電源および掃引機構は別の 1 面ラックに納め、マイクロ波系は電磁石を囲む実験用架台に並べた。装置全体の外観を図 3.8 に示す。

総合の検出感度は DPPH のベンゼン溶液を用いてチェックし、 1.2×10^{11} スピン/Oe で、ほぼ期待に近い値を得た。小形で使いやすく、次章の測定例に示すように、常温および液体ヘリウム温度において各種の試料につき良好なスペクトルを得ることができた。

4. 測定例

4.1 ルビー中の Cr^{3+} の ESR

ルビーはレーザー、レーザー用として最近よく使われている。ルビー中の Cr^{3+} イオンからは強い ESR 吸収がみられるが、これは ESR 吸収の代表的例といえる。ルビーの対称性は単位胞中に Al_2O_3 2 分子を含む菱面体対称で、 Cr^{3+} は Al^{3+} と置換し、この Cr^{3+} イオンには立方対称と三割回転対称 C_3 の結晶場が働く。

Cr^{3+} ($3d^3$) の基底状態は球対称場中ではフントの規則により、 $L=3$ 、 $S=\frac{3}{2}$ であって軌道的に 7 重縮退しているが、ルビー中にあるときは上記結晶場により、準位が分離し、最低準位は軌道的に単一準位になる。このため緩和時間は長く、常温でも ESR が観測される。基底状態のスピンハミルトニアンは次式で与えられる。

$$H = g_{11}\beta H_z S_z + g_{\perp}\beta (H_x S_x + H_y S_y) + D \left\{ S_z^2 - \frac{1}{3} S(S+1) \right\}$$

ここで z 軸は C 軸と一致してとり、 x 、 y 軸はこれに直交してとる。なお、 $g_{11} = 1.9840 \pm 0.0006$ 、 $g_{\perp} = 1.9867 \pm 0.0006$ 、 $D = -5.73 \pm 0.03 \text{ KM/s}^{(6)}$ である。これから $S = \frac{3}{2}$ に対応して四つの準位の固有エネルギーがきまる。各準位には S_z の固有値の異なる準位がまじっており、まじり方が磁場と C 軸の角度 θ に依存するため、適当な θ に対しては禁止遷移が可能になる。同時に遷移確率、すなわち吸収強度にも角度変化がみられる。

図 4.1 は $\theta = 20$ 度の際の ESR スペクトルである。試料は Cr を 0.05 重量%含むルビーを直径 6 ミリ、厚さ 2 ミリの円板にし、磁場が (110) 面内で回転するように設置した。共鳴磁界の計算値、および $\theta = 0$ 度、20 度、40 度の際の測定値を図 4.2 に示した。

共鳴磁界の計算からのずれは数 10 Oe あるが、これは設置角度の誤差に起因していると思われる。角度が 1 度ずれると共鳴磁界は 100 Oe 以上ずれることがあり、上記測定はこれをおさえきるほど緻密な設置条件で測定したのではないからである。

4.2 Si 中の鉄族イオンの ESR

鉄族イオンは電子配置が $3d^1 4s^2$ の Sc から $3d^{10} 4s^1$ の Cu までの原子のイオンをさし、Si への溶解度が低い ($10^{14} \sim 10^{17} \text{ cm}^{-3}$)

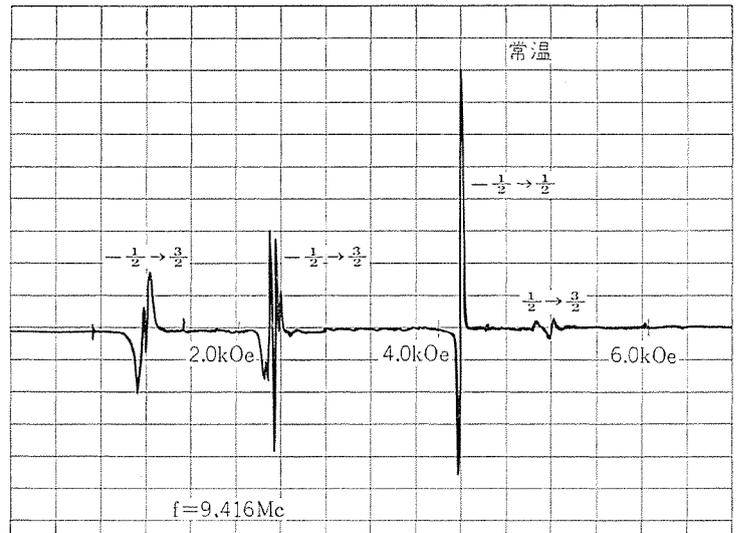


図 4.1 ルビー中の Cr^{3+} の ESR スペクトル ($\theta = 20^\circ$)
Fig. 4.1 ESR spectrum of Cr^{3+} in Al_2O_3 ($\theta = 20$ degrees)

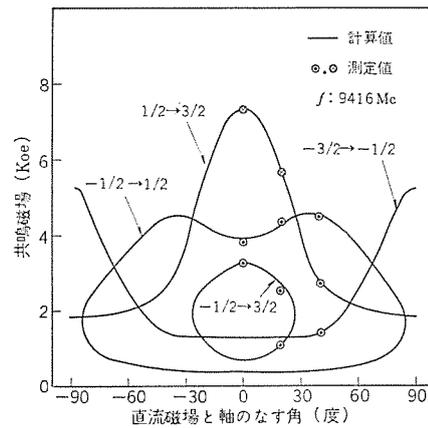


図 4.2 ルビー中の Cr^{3+} の ESR の共鳴磁界の角度変化
Fig. 4.2 Angular dependence of resonant magnetic fields of ESR of Cr^{3+} in ruby.

ことと、いったん溶解しても析出してしまふことなどのため、不純物としての電気的性質をホール効果のような通常の手段で調べることは困難である。

鉄族原子は Si 中では深い準位を作り、フェルミ準位の位置によって、中性および電子または正孔をいくつかつかまえた、いくつかの電子配置をとることができる。これまで V, Cr, Mn, Fe, Ni の各原子にたいし、数種のイオンの ESR が測定されている。各イオンのスピンハミルトニアンは特別な場合を除いて

$$H = g\beta(\vec{j} \cdot \vec{H}) + \frac{1}{6}a(j_x^4 + j_y^4 + j_z^4) + A(\vec{j} \cdot \vec{I})$$

で与えられる。おもな定数は表 4.1⁽⁹⁾ に示してある。

Ludwig らは Si 中のいろいろな鉄族イオンの ESR をしらべ⁽¹⁰⁾ 基底状態の軌道角運動量がゼロとみなせる $3d^3$ 、 $3d^5$ 、 $3d^8$ 、 $3d^9$ の電子配置をもつイオンでは g 値が 2 に近く、スピン格子緩和時間も比較的長いので、20°K まで温度を下げれば ESR の測定ができることを報告している。中でも $\text{Fe}^0(3d^8)$ はとくに緩和時間が長く、ESR 信号の検出が容易であり、Fe が熱処理の際 Si 中に混入しやすい原子であるため、ESR をその検出法として応用できるので測定例の一つにあげる。

Si 中で Fe^0 として格子間位置を占めている場合、 $J=1$ であるが結晶の対称性に乱れがなければ、 $(-1 \rightarrow 0)$ と $(0 \rightarrow 1)$ 遷移に要

表 4.1 Si 中の鉄族 イオンの諸定数
Table. 4.1 Various parameters of 3d ions in silicon.

電子配置	イオン	J	g	a(cm ⁻¹)	A(cm ⁻¹)
格子間位置					
3d ³	(V ⁵⁺) ²⁺	3/2	1.9892		-42.10×10 ⁻⁴
3d ⁵	(Cr ³⁺) ⁻	5/2	1.9978	30.16×10 ⁻⁴	10.67×10 ⁻⁴
3d ⁵	(Mn ²⁺) ²⁺	5/2	2.0066	19.88×10 ⁻⁴	-53.47×10 ⁻⁴
3d ⁶	(Cr ⁴⁺) ⁰	1	2.97		15.9×10 ⁻⁴
3d ⁶	(Cr ³⁺) ⁰	2	1.72		
3d ⁶	(Mn ³⁺) ⁺	1	3.01		73.8×10 ⁻⁴
3d ⁶	(Mn ²⁺) ⁺	2	1.68		46.1×10 ⁻⁴
3d ⁶	(Mn ³⁺) ⁺	3	1.34		
3d ⁷	(Mn ²⁺) ⁰	1/2	3.362		92.5×10 ⁻⁴
3d ⁷	(Mn ³⁺) ⁰	3/2	1.46		
3d ⁷	(Fe ²⁺) ⁺	1/2	3.524		2.99×10 ⁻⁴
3d ⁸	(Mn ²⁺) ⁻	1	2.0104		-71.28×10 ⁻⁴
3d ⁸	(Fe ²⁺) ⁰	1	2.0699		6.98×10 ⁻⁴
3d ⁹	(Ni ²⁺) ⁺	1/2	2.026		3.6×10 ⁻⁴
格子点位置					
3d ⁵	(Cr ³⁺) ⁰	1	1.9962		12.54×10 ⁻⁴
	(Mn ²⁺) ⁺	1	2.0259		-63.09×10 ⁻⁴
3d ⁵	(Mn ²⁺) ⁻	5/2	2.0058	26.1×10 ⁻⁴	-40.5×10 ⁻⁴

するエネルギーが一致しているため、ESR 吸収曲線は 1 本になる。図 4.3 は 4.2°K における Fe⁰ の ESR スペクトルである。試料は半導体研究部において製作されたもので、鉄をドーピングした比抵抗 13.5 Ωcm のものである。図 4.3 では DPPH の ESR は吸収形であり、Fe⁰ のほうは分散形で示されている。これは両者のスピン格子緩和時間に大きな差のあることを示している。

ESR の観測は、厳密には吸収と分散のまじったものを観測しているが、混合の割合はこの場合、吸収が大部分を占めており、分散はわずかしき含まれていない。そのため、緩和時間が短い DPPH では吸収が優勢であり、分散は無視できる。しかし、緩和時間が非常に長い Fe⁰ の ESR では吸収が飽和により消えてしまうので、わずかにまじっている分散信号が観測されたものである。さらに Fe⁰ を拡散した Si におけるストレス (210 kg/cm²) の効果⁽¹⁰⁾や、核スピンをもつ Fe⁵⁷ で濃縮した場合の超微細構造の観測⁽¹¹⁾など興味ある結果も報告されている。

4.3 半導体中の浅いドナーの ESR

IV 族半導体は P, As, Sb などをドーピングすると n 形に、B, Ga, In などをドーピングすると p 形になり、P-N 接合として広く利用されている。上にあげた浅い不純物では g, A などの磁気共鳴定数

はバンド構造に強く影響される。

Si, Ge では伝導帯のフェルミ面は回転楕円体になっているため、g 因子はテンソルになり、g_{||}, g_⊥ の二つの成分を決定する必要がある。Si では g_{||}, g_⊥ も浅いドナーでは 2 に近く、異方性 g_{||}-g_⊥ は大体 1×10⁻³ であり⁽¹²⁾、Ge では g_{||}=0.87, g_⊥=1.92 であること⁽¹³⁾が実験的に確かめられているが、理論的に導かれた公式 g_{||,⊥} = 2 - $\frac{\delta}{E} \left(\frac{m}{m_{\perp,||}} - 1 \right)$ を用いて評価した値と大体一致し、ともにバンド構造の特性として説明されている⁽¹⁴⁾。

極低温で核スピンをもつドナーの ESR を観測すると、間隔 $\frac{8\pi}{3} \frac{\mu_D}{I_D} 14(0)^2$ の (2I_D+1) 本の超微細構造がみられる。これによりドナーの位置における電子密度を決定でき、幅の解析と併用されて、電子状態の研究に役立っている。

Si 中の磷の ESR はこれまでにかなりよく研究されている。常温では不対電子は熱エネルギーにより伝導帯にあげられている。磷を 2.5×10¹⁸ cm⁻³ ドーピングした Si を半径 10 μ以下の粉末にした試料 30 mg により、図 4.4 に示すような g=1.9972, 幅=11.6 Oe の ESR 信号が観測される。4.2°K まで温度を下げると、低濃度では不対電子は磷につかまっているが、緩和時間が長く、ESR はパッセージ効果の影響により正負非対称の共鳴曲線になりやすい。濃度がふえるにしたがい、緩和時間が短くなる。図 4.5 は磷を 8×10¹⁸ cm⁻³ ドーピングした Si の ESR スペクトルである。超微細構造の 2 本の共鳴曲線の間にゆるいこう配がみられ、中間点にはクラスタによる共鳴線がみられる。さらに濃度をまして 1×10¹⁸ cm⁻³ をこえると交換相互作用によるナロイングがおり、図 4.6 に示すように完全に 1 本の線になる。このとき電子の局所性は失われている。

4.4 Si 表面の ESR

金属針との点接触 P-N 接合やモストラジスタなどの重要な応用と関連して、Si の表面状態も調べられているが ESR も測定手段の一つとして用いられている。

比抵抗 2 kΩ cm の P 形 Si を空気中で半径 20 μの粉末にし、機械的損傷を受けた表面を作り、これを 20 mg 空胴中にいれ ESR を観測すると、図 4.7 のような g=2.0055, 半値幅 5.4 Oe の強い 1 本の信号がみられる。これは 4.2°K で測定したが常温の場合とくらべて半値幅に変化はない。

前掲図 4.4 に Si 粉末の常温での ESR スペクトルを示したが、

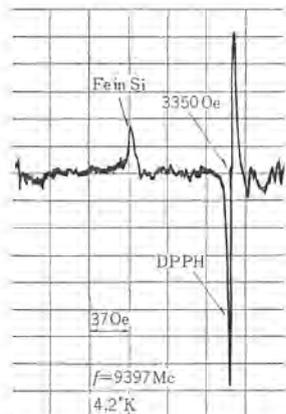


図 4.3 Si 中の Fe⁰ の ESR
Fig. 4.3 ESR spectrum of Fe⁰ in Si.

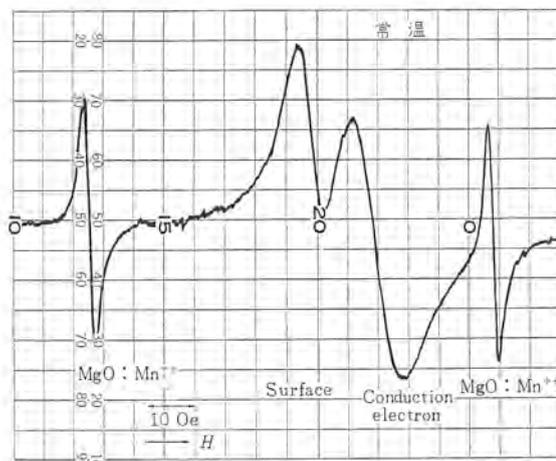


図 4.4 Si 中の伝導電子の ESR スペクトル
Fig. 4.4 ESR spectrum of conduction electrons in Si.

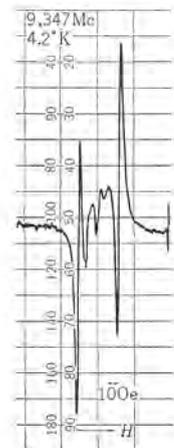


図 4.5 Si 中の P の ESR スペクトル
Fig. 4.5 ESR spectrum of P in Si.

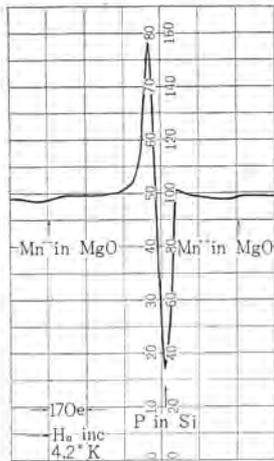


図 4.6 交換相互作用によりナロウイングした Si 中の P の ESR スペクトル
Fig. 4.6 ESR spectrum of P in Si narrowed by the exchange interaction.

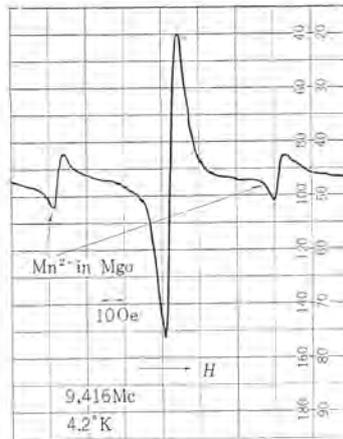


図 4.7 Si 粉末の表面の ESR スペクトラム
Fig. 4.7 ESR spectrum due to surface (damage) of powdered Si.

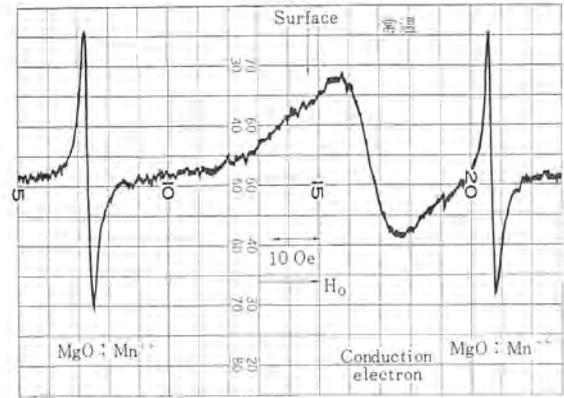


図 4.8 Si 表面の ESR への熱処理の効果
Fig. 4.8 Effect of heating on the surface resonance of Si. (450°C, 20 min, O₂, 760 m Hg)

伝導電子の信号と並んで、表面の ESR 信号も見えている。しかし、この試料を酸素 1 気圧のふん囲気中で 500°C の加熱を 30 分間続けると、図 4.8 に示すように表面による信号は消えてしまい、共鳴中心が破壊されたことがわかる。

表面領域に存在する共鳴中心は、上の例にもみられるとおり、熱処理および場合によってはふん囲気にたいし、敏感に反応する。真空中の熱処理⁽¹⁵⁾や、高温酸化膜の水素中での熱処理などによっても新しい共鳴中心が発生し、ESR 信号が検出されている。しかし機構的なことは未解決であり研究が進められている⁽¹⁶⁾⁽¹⁷⁾⁽¹⁸⁾。

5. む す び

X バンド ESR 装置の動作および測定例について述べた。検出感度は 100 kc/s 変調の直接検波で 7×10^{11} スピン (DPPH) の程度、適当なパッキングを行えば一ケタ近い感度の向上が期待される。

試作を行なった装置について、実際に 1×10^{11} スピン/Oe に近い検出感度を得た。この装置は、また、小形で使いやすいたことが特長であり、測定例に述べたように固体電子材料のいろいろな問題に有用で、各方面からの需要が期待される。

ESR およびその測定装置の次の問題は、さらに感度の向上を計るほかに、共鳴周波数を高めて共鳴吸収曲線の形状に及ぼす field dependent な効果と independent な効果を分離して求めることである。感度についてはスーパー・ヘテロダイン検波⁽¹⁹⁾あるいはパラメトリック増幅器の前置⁽²⁰⁾などが行なわれて成功しているが、われわれは Q バンドのストレート検波で、X バンド装置に比べて一ケタ以上の向上を得るなど、高周波化の方向で性能の向上に努めている。

参 考 文 献

- (1) W. Low : Paramagnetic Resonance (Academic Press, N. Y. 1963)
- (2) S. A. Altshuler and B. M. Kozyrev : Electron Paramagnetic Resonance (Academic Press, N. Y. 1964)
- (3) G. Feher : Bell Syst. Tech. J., 36, 449 (1957)
- (4) J. C. Slater : Microwave Electronics (D. van Nostland, N. Y. 1950)
- (5) 霜田光一 : マイクロウェーブ (昭 30)
- (6) 電気通信学会編 : マイクロ波工学 (昭 39)
- (7) Y. Ishikawa and S. Chikazumi : Tech. Rep. ISSP Ser. A, No. 14.
- (8) 内田, 稲場 : 未発表論文
- (9) G. W. Ludwig and H. H. Woodbury : Solid-State Physics, edited by F. Seitz and D. Turnbull (Academic Press, N. Y. 1962) 13, p. 223.
- (10) H. H. Woodbury and G. W. Ludwig : Phys. Rev., 117, 102 (1960)
- (11) G. W. Ludwig, H. H. Woodbury and R. O. Carlson : Phys. Rev. Letters, 1, 295 (1958)
- (12) D. K. Wilson and G. Feher : Phys. Rev., 124, 1,068 (1961)
- (13) D. K. Wilson and G. Feher : Bull. Am. Phys. Soc. Ser. II, 5, 60 (1960)
- (14) L. M. Roth : Phys. Rev., 118, 1,534 (1960)
- (15) H. Kusumoto and M. Shoji : J. Phys. Soc. Japan, 17, 1,678(1962)
- (16) K. A. Müller, P. Chen, R. Kleiner, D. W. Ovenall and M. J. Sparnaay : J. Appl. Phys., 35, 2,254 (1964)
- (17) 水谷, 広瀬, 和田, 有住 : 日本物理学会 10 月 (昭 40)
- (18) 松森, 和泉, 月花 : 日本物理学会 10 月 (昭 40)
- (19) D. T. Teaney, M. P. Klein and A. M. Portis : Rev. Sei. Instr., 32, 721 (1961)
- (20) 高尾, 林 : 静岡大電工研, 研究報告, 1, 41 (昭 41)

電界効果トランジスタの応用

山崎 英蔵*・淡野 光章**・塩田 勝**

西川 一成***

Applications of Field Effect Transistors

Central Research Laboratory
Kita Itami WorksEizō YAMAZAKI・Mitsuaki DANNO・Masaru SHIOTA
Kazushige NISHIKAWA

Field Effect Transistors, which are voltage control type active elements, have been made available for practical purposes. Recently they have been in extensive use in the field of electronics. It is because that they have high input impedance with very low noise level in the operation and also applicability to voltage controlled variable resistors. The former property is suitable for low noise amplifiers and low current meters, while the latter is good for analog signal switches and other devices.

In this paper are described basic properties of Mitsubishi Mos Fets and J-Fet and such applications as made to VHF amplifiers, chopper amplifiers, multiplexer switches, hold circuits and the like.

1. ま え が き

電圧制御形の能動素子である電界効果トランジスタの実用化によって、半導体素子の適用範囲は一段と広がり、新しい回路が開発されつつある。とくに高入力インピーダンス回路が容易に実現できることや、消費電力のきわめて少ない回路が作れること、またMOS形FETで集積回路を作るときは、相互絶縁が不要であることなどは電界効果トランジスタの大きな特色である。

現在、電界効果トランジスタとして、MOS形および接合形(J-FET)の2種が市販されている。MOS形FETは入力インピーダンスが $10^{14}\Omega$ 以上と接合形FETに比べて一段と高いことや、ゲート電極に正負両極の電圧を印加できる長所があるが、一方接合形FETは、低信号源インピーダンスの領域ではMOS形FETに比べて良好な雑音特性を示すので、用途に応じて両者の選択がおこなわれる。

三菱電界効果トランジスタは、MOS形、接合形、ともに特性の安定性に留意して量産されたもので、種々の用途に使用されている。本文では現在までに開発された各種FETの特色と代表的応用例について報告する。

2. 各種 FET の特色

MOS形FETの設計において最も困難な点はドレイン電流、ピンチオフ電圧などの諸定数が、素子の構造だけで決定するものではなく、P形シリコン表面に熱酸化で酸化膜を形成した場合生ずるN形反転層が要因として含まれる点にある。これはシリコン比抵抗、ゲート酸化膜厚さなどの諸定数のほかに、酸化膜生成法・電極金属・熱処理などの、いまだ物的に解明されていない要因に依存するもので、MOS形FETの製造技術にとって大きな課題である。

当社では、薄金属酸化膜によるシリコン酸化膜の不活性化により、シリコン酸化膜内での正電荷密度を $10^{11}/\text{cm}^2$ 以下に制御することが可能になり、非常に再現性のよい安定な反転層が形成されることが確かめられた。

(1) 1形 MOSFET (3SK 18, 19)

高周波MOSFETとして開発されたもので、ゲート容量 $C_g=0.1$ pF程度、ゲート幅も一般用3形MOSFET(後述)に比べて1/2程

度に設計したもので、相互コンダクタンスのシフト周波数は、計算上 $I_d=1\text{mA}$ で3.3Gcという値が得られている。チャネル長が極端に短いため、 $I_d=1\text{mA}$ で $g_m=1\text{m}\Omega$ 程度を得るには、ゲート幅狭めるだけでは不十分でシリコン酸化膜厚さを $1,300\text{\AA}$ 程度に薄くしている。したがってゲート酸化膜の破壊電圧は70~80Vであるので、過入力電圧に注意する必要がある。

またソースへの帰還容量となるゲート・ドレイン間容量 C_{gd} は0.1 pF程度で非常に小さい。 C_{gd} が小さいのはチョップなどにも好ましい特性で、スパイク電圧が従来のものに比べて著しく小さくなり駆動周波数を高くすることができる。

(2) 3形および6形 MOSFET (3SK 15, 16, 17) 低ドリフト直流増幅器、チョップ交流増幅器などの広い応用面をもつ一般用として設計された素子である。

3形と6形の相違は、ゲートパターン構造が前者がオーランゲートであるのに対し、後者はクロウズゲートであることである。

(3) 4形 MOSFET (3UT 40)

高ゲート耐圧の直流増幅器用素子として設計されたもので、ゲート酸化膜厚を $2,500\text{\AA}$ として破壊電圧150V以上を保証している。

(4) 5形 MOSFET (3VT 50)

高 g_m MOSFETとして設計された素子で、チャネル長を3形の4倍以上にし、 $I_d=1\text{mA}$ で相互コンダクタンス $2,500\mu\Omega$ 程度を得ている。

(5) 8形 MOSFET (3UT 80)

Pチャネルエプハンスメント形で、広範囲応用を目的として設計されたものであり、とくにNチャネルとの組合わせで補相回路が構成できるほか、論理回路、アナログスイッチなどの応用において特色を発揮する。

(6) 1形 J-FET (3UT 100, MK 10)

DCからVHFまでの低雑音増幅用素子として開発されたもので、固有伝達特性として2乗特性にきわめて近い伝達特性を示し、混変調特性が問題となる高周波増幅に適している。

表2.1は以上の素子についての一覧表である。

3. 応 用

3.1 増幅器

表 2.1 三菱 FET 一覧
Table 2.1 List of Mitsubishi Field Effect Transistor.

VHF Amp. Chopper									
形名	Case	Channel	Structure	Type	V _{DSX} (V)	g _m (mU) I _D =1mA	Cis (pF)	PC (mW) in Free Air.	Application
3 UT 100	TO-72	N	J-FET	Dep.	20	4.0	3.0	200	VHF Amp.
MK 10	モールド	N	J-FET	Dep.	20	4.0	3.5	150	VHF Amp.
3 UT 10 (3 SK 18)	TC-7 TB-9 (TO-72)	N	MOS., O. G.	Dep.	15	1.0	2.3	100	Chopper
3 UT 10 (3 SK 19)	TC-7 TB-9 (TO-72)	N	MOS., O. G.	Dep.	15	1.0	2.3	100	VHF Amp.
General Purpose									
3 UT 03 (3 SK 15)	TC-7 TB-9 (TO-72)	N	MOS., O. G.	Dep.	25	1.0	4.0	100	Amp.
3 UT 04 (3 SK 15 A)	TC-7 TB-9 (TO-72)	N	MOS., O. G.	Dep.	25	1.0	4.0	100	Low Drift
3 UT 05 (3 SK 16)	TC-7 TB-9 (TO-72)	N	MOS., O. G. C. G.	Dep.	25	1.0	4.0	100	Chopper, Switch
3 UT 06 (3 SK 17)	TC-7 TB-9 (TO-72)	N	MOS., O. G. C. G.	Dep.	20	1.0	4.0	100	Amp.
3 UT 07 Series (Typ.)	TC-7 TB-9 (TO-72)	N	MOS., O. G. C. G.	Enh.	20	0.8	4.0	100	Switch, Logic
Special Purpose									
3 UT 40 Series (Typ.)	TC-5 4-Lead (TO-33)	N	MOS., C. G.	Dep.	30	1.0	6.0	200	LE Amp.
3 UT 50 Series (Typ.)	TC-5 4-Lead (TO-33)	N	MOS., C. G.	Dep.	20	2.0	8.0	200	High g _m
3 UT 80 Series (Typ.)	TC-7 TB-9 (TO-72)	P	MOS., O. G. C. G.	Enh.	30	0.8	4.0	100	LF Amp. Switch

各数値は Typical である。

MOS : Metal-Oxide-Semiconductor
O. G. : チャネルが開いている構造
C. G. : チャネルが閉じている構造

Dep. : Depletion
Enh. : Enhancement

設計上、最初に問題となるのは、MOS 形 FET と接合形 EFT の使いわけで、これを決定する一番大きな要素は信号源インピーダンスと雑音である。図 3.1(a) は、MOS 形 FET 3 UT 03 と接合形 FET 3 UT 100 の雑音周波数特性の一例で、低周波部分は $1/f$ の雑音特性を示している。図 3.1(b) は信号源インピーダンスに対して雑音電圧が、どのように変わるかを示したもので、比較的低信号源インピーダンスの信号増幅には接合形 FET のほうが良好であり、電流性雑音が問題となる高信号源インピーダンスの信号増幅には、MOS 形 FET のほうが良好である。現状では、このインピーダンスの境界は数 $M\Omega \sim 10 M\Omega$ 前後である⁽²⁾。

直流増幅器では、とくに零点ドリフトが問題となる。開発当初シリコン酸化膜の不安定性からドリフト現象がみられたが、シリコン酸化膜の不活性化に成功し、図 3.1(c) の初期ドリフト特性に見られるように、非常に安定な MOS 形 FET が得られるようになった。

また温度変化に対する特性のドリフトは、ドレイン電流が適当なところで安定であることが確められており⁽³⁾、適当なバイアス点を選ぶことにより零点ドリフトを減らすことができるが、現状では実用的なドリフトは $100 \mu V/^\circ C \sim 1 mV/^\circ C$ であり、とくに選別して数 $10 \mu V/^\circ C$ 程度である。

高周波増幅器用素子としては、低雑音であるとともに、混交調特性にすぐれていることが要求され、FET は 2 乗特性にきわめてよく似た伝達特性をもっているために、高周波回路用としても大いに期待される素子である。

ここでは、接合形 FET を用いた可聴周波増幅器および VHF 増幅器の設計例、MOS 形 FET を用いた微小電流計、チョッパ形増幅器、キャパシティリレー、などについて述べる。

3.1.1 可聴周波増幅器

FET の直流バイアスを決定するには、 $V_{GS} - I_D$ 特性曲線を用いるのが最も手軽で確実な方法である。ここでは、三菱モールド形

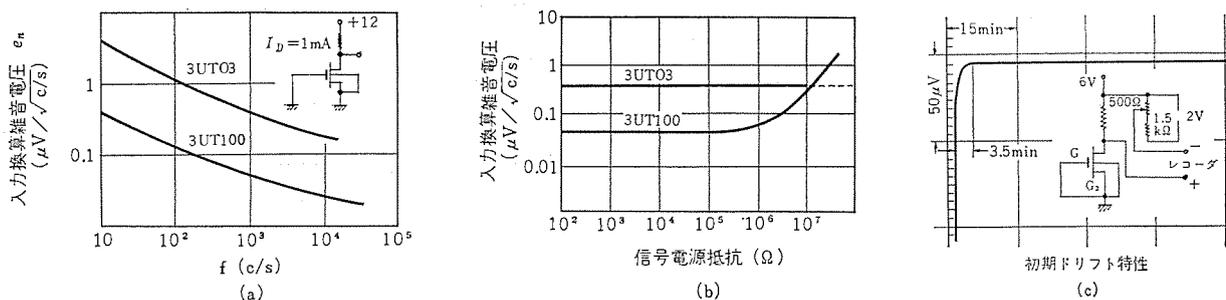


図 3.1 FET の雑音特性と初期ドリフト特性
Fig. 3.1 Noise-frequency and time-drift characteristics.

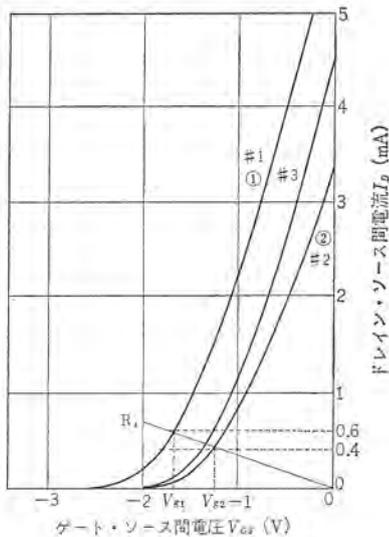


図 3.2 $V_{GS}-I_D$ 特性
Fig. 3.2 I_D vs. V_{GS} curves of 30 T 100 J-FETs.

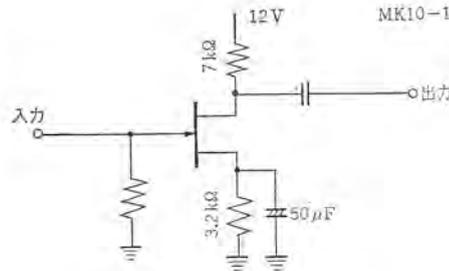


図 3.3 可聴周波増幅器
Fig. 3.3 First stage circuit of audio amplifier.

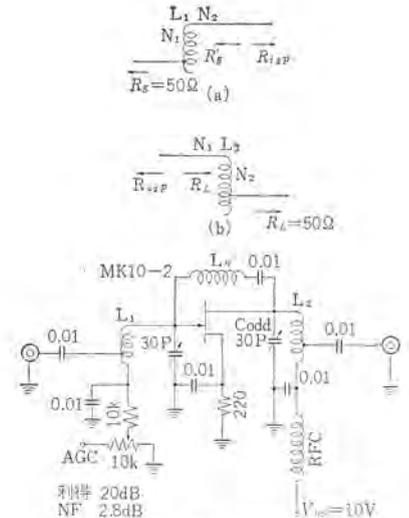


図 3.4 VHF 増幅器
Fig. 3.4 VHF amplifier circuit.

Si J-FET, MK 10-1 を用いて、前置増幅器を設計する場合を例にとり説明する。ここで使用する FET は、 I_{DSS} が 3~6 mA の範囲内で、ぼらつくものとし、この範囲の FET をドレイン電流 I_D 0.5 mA \pm 0.1 mA で使用するものとしてバイアスを設定する。図 3.2 は、FET の $V_{GS}-I_D$ の特性で①が I_{DSS} 6 mA の素子、②が I_{DSS} 3 mA の素子である。

$I_{DSS}=6$ mA の素子を $I_D=0.6$ mA にするバイアス電圧 V_{G1} は①により、 $|V_{G1}|=1.7$ V

$I_{DSS}=3$ mA の素子を $I_D=0.4$ mA にするバイアス電圧 V_{G2} は②により、 $|V_{G2}|=1.25$ V

となる。バイアス用ソース抵抗 R_S の値としては、

$$R_S \leq 1.7 / (0.6 \times 10^{-3}) = 3.2 \text{ k}\Omega \quad (3.1)$$

$$R_S \geq 1.25 / (0.4 \times 10^{-3}) = 3.13 \text{ k}\Omega \quad (3.2)$$

となり、 $R_S=3.2$ k Ω が最適バイアス抵抗となる。また負荷抵抗 R_L は、FET のドレイン・ソース間電圧を 6 V min、電源電圧を V_{CC} とすれば、次式が成立し、

$$R_L I_D \leq V_{CC} - R_S I_D - 6 = V_{CC} - V_{G1} - 6 \quad (3.3)$$

R_L の最適値は、 $V_{CC}=12$ V の場合、7 k Ω と決定される。

この場合ドレイン・ソース間電圧 V_{DS} の最大値は 7.5 V となる。

また、FET の相互コンダクタンス g_m は $I_D^{1/2}$ に比例するので、 $I_D=1$ mA での $g_{m \text{ min}}=1.5$ m Ω^{-1} とすれば、最小利得 $A_{v \text{ min}}$ は、

$$A_{v \text{ min}} = \sqrt{0.4} \times g_{m \text{ min}} R_L \approx 7 \text{ または } 16.9 \text{ dB} \quad (3.4)$$

また標準の電圧利得 A_v は同様に考えて、 $A_v=20$ dB となる。

図 3.3 に試作可聴周波数増幅器の回路を示す。

3.1.2 VHF 増幅器

FET の高周波増幅回路の設計は、3 極真空管を用いた高周波増幅回路と同様に行なう。ここでは、中和を施した 100 Mc 増幅器の設計を例にとって説明する。J-FET, MK 10-2 の 100 Mc での Y パラメータは、ソース接地の場合、

$$Y_{11s} = 0.05 + j 3.3 \text{ ms} \quad Y_{12s} = -j 1.4 \text{ ms}$$

$$Y_{22s} = 0.09 + j 1.3 \text{ ms} \quad Y_{21s} = 4.2 - j 1.3 \text{ ms}$$

である。直流バイアスは、前述の方法を用いて決定すると、 $R_S=220$ Ω となる。

入力段の設計は、図 3.4 (a) を参考にし、Y パラメータより

$$R_{i_{sp}} = 1 / \text{Re} Y_{11s} = 20 \text{ k}\Omega \quad (3.5)$$

$$C_{i_{sp}} = I_m Y_{11s} / \omega = 5.25 \text{ pF} \quad (3.6)$$

信号源抵抗 $R_g=50$ Ω で、 $R'g=R_{i_{sp}}$ を満足させると、

$$N_2/N_1 = (R_{i_{sp}}/R_g)^{1/2} = 20 \quad (3.7)$$

増幅器の帯域幅 $\Delta f=1$ Mc とすると、 $R_i=R_g \parallel R_{i_{sp}}=10$ k Ω であるから、

$$Q = f/\Delta f = \omega C_i R_i \text{ から } C_i = 15.9 \text{ pF} \quad (3.8)$$

$$L_1 = 1/\omega^2 C_i = 150 \text{ mH} \quad (3.9)$$

出力段および中和回路の設計は図 3.4 (b) を参考にして、

$$R_{0sp} = 1/\text{Re} Y_{22s} = 11 \text{ k}\Omega \quad (3.10)$$

$$C_{0sp} = I_m Y_{22s} / \omega = 2.07 \text{ pF} \quad (3.11)$$

負荷抵抗 50 Ω で、 $R_{0sp}=R'_L$ を満足させると、

$$N_2/N_1 = (R_L/R_{0sp})^{1/2} = 1/15 \quad (3.12)$$

C_{str} を標定容量とし、可変コンデンサ C_{add} で共振をとるとして、

$$C_0 = C_{0sp} + C_{str} + C_{add} = 20 \text{ pF} \quad (3.13)$$

$$L_2 = 1/\omega^2 C_0 = 125 \text{ m}\mu\text{H} \quad (3.14)$$

$$C_{rs} = -I_m Y_{12s} / \omega = 2.2 \text{ pF} \quad (3.15)$$

$$C_{rd} = C_{rs} + C_{rst} = 3.5 \text{ pF} \quad (3.16)$$

$$\omega = 1/(L_n C_{str})^{1/2} \quad L_n = 715 \text{ m}\mu\text{H} \quad (3.17)$$

中和増幅器の利得 P_G は、

$$P_G = |Y_{21} - Y_{12}|^2 / 4 G_{11} G_{22} = 980 \text{ または } 29.9 \text{ dB} \quad (3.18)$$

となる。以上の値を用いた FM チューナ用 VHF 増幅器は、図 3.4 (c) のようになる。

3.1.3 微小電流計

MOS 形 FET の入力インピーダンスが高いという特長は、イオン濃度計のような微小電流計として用いることができる。イオン濃度計として要求される感度は、捕集空気量 1,000 cc~1,500 cc/sec、イオン濃度 100 個/cc として $1.6 \times 2.4 \times 10^{-14}$ A が必要である。これは、接合形 FET では不足で MOS 形 FET を用いることにより実現できる。

微小電流計の原理は図 3.5 (a) に示すような回路構成で i_1 を被測定電流、 i_2 をメータ駆動電流としたときに、両者の関係が、

$$i_2 = -(1 - e^{-t/\tau}) i_1 R_1 / R_2 \quad (3.19)$$

$$\tau = R_1 (C_1 + C_0 / A) \quad (3.20)$$

であることから、 R_1, R_2 の比を適当に選んで、微小電流 i_1 に比例した電流 i_2 を μ A メータで測定するものである。

図 3.5 (b) はその回路図で $R_1=1.11 \times 10^{11}$ Ω , $R_2=2$ k Ω の可変抵抗器で、50 μ A の電流計を用い、フルスケール 1×10^{-12} A に

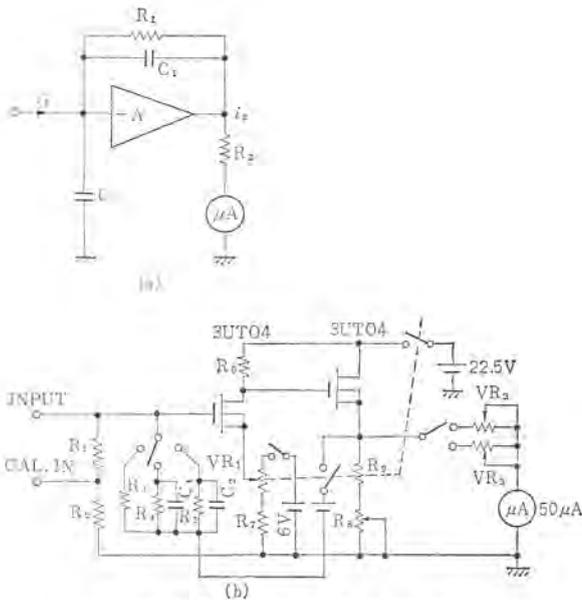


図 3.5 微小電流計回路

Fig. 3.5 Schematic diagram and circuit examples of the low current meter.

している。この電流計の精度は校正直流入力に対して 0.5% 以下である。

3.1.4 チョッパ形増幅器

直流増幅器の方式には、直結方式と変調方式とがある。MOS 形 FET を用いた直結形増幅器では、その温度特性が実用的には数 $100\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ 程度が現状であるから、さらに高性能の温度ドリフト特性を得るには、変調方式や、直結形と変調形を組合わせた複合方式の増幅が好ましい。

直交変換器として従来から使用されているダイオードチョッパやトランジスタチョッパは、PN 接合電位差による電圧オフセットや PN 接合のリーク電流による電流オフセットのため、信号源抵抗 $10\text{k}\Omega$ 以上の場合には、オフセット、ゼロドリフトなど、問題が多い。MOS 形 FET をチョッパとして使用した場合、絶縁物である酸化膜を介して駆動電圧を印加するので、リークは $10^{11}\sim 10^{14}\text{A}$ 程度であり、まったく無視できる。またソース、ドレイン間に PN 接合をもたないので電圧オフセットを発生しない。したがって MOS 形 FET は、本質的にチョッパに適した素子といえる。

MOS 形 FET の 3 極間領域でのドレイン電流は、

ソース接地の場合

$$I_D \approx 2 I_{DSS} (V_G - V_P) / V_P^2 \quad (3.21)$$

ただし V_P = ピンチオフ電圧, V_D = ドレイン電圧, V_G = ゲート電圧, となるから等価抵抗 R_T は、

$$R_T = V_D / I_D = V_P^2 / 2 I_{DSS} (V_G - V_P) \quad (3.22)$$

となる。したがってチョッパとして用いる場合は、 V_G を V_P に比べて十分大きくなるようにゲートを駆動すれば、ほぼ理想的なスイッチと考えることができる。図 3.6 は 3SK18 のゲート電圧によるソース、ドレイン間の等価抵抗を実測した結果で、オン抵抗・オフ抵抗がそれぞれ数 100Ω 、数 $1,000\text{M}\Omega$ 以上となり、数 $10\text{M}\Omega$ の信号源抵抗でも良好な変換効率が得られる。

図 3.7 はよく使われる FET チョッパ回路の一例で、MOS 形 FET のゲート・ドレイン・ソースの各電極には、同図に示した電極間容量 C_{GD} , C_{GS} , C_{DS} がある。FET 等価抵抗を R_T 、信号源抵抗を R_i 、負荷抵抗を R_L とおくと、図 3.7(a) の回路は図 3.7(b) の等価回路で示される。いま、図 3.8(a) のような方形波電源

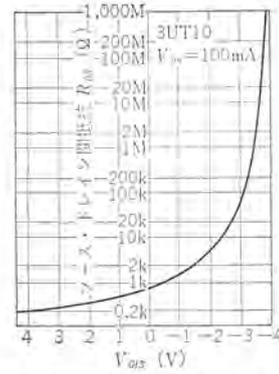


図 3.6 可変抵抗特性
Fig. 3.6 R_{DS} vs. V_{GS} characteristics.

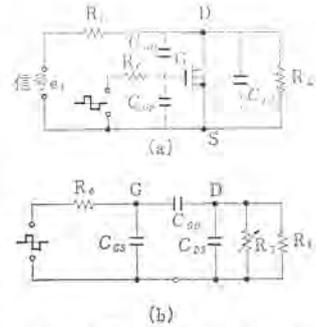


図 3.7 FET チョッパ回路
Fig. 3.7 Basic circuit of FET chopper.

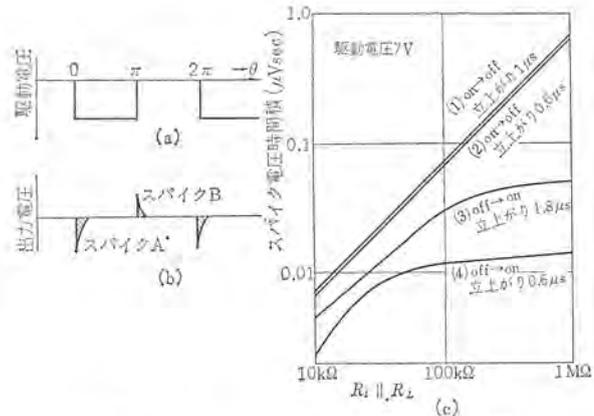


図 3.8 スパイク波形と時間積分値
Fig. 3.8 Spike waveform and its time-voltage integral curves.

で FET のゲートを駆動すると、信号源電圧が e_D の場合でも図 3.8(b) のようなパルス状電圧を発生する。図のスパイク A は FET がオンからオフになるときに発生するもので、ゲートとドレイン間の容量 C_{GD} を通して駆動電源がもれるためである。

スパイク A の波形 e_A は駆動源の波高値を E_A とすれば、ほぼ次式になる。

$$e_A \approx \frac{C_{GD} E}{C_{DS} + C_{GD}} e^{-\left[\frac{1}{(R_i \parallel R_L \parallel R_{OFF}) (C_{DS} + C_{GD})} \right] t} \quad (3.23)$$

ただし、 R_{OFF} は FET のオフ抵抗である。

したがって、その面積は、

$$\bar{e}_A = \int_0^\infty e_A dt = EC_{GD} (R_i \parallel R_L \parallel R_{OFF}) \quad (3.24)$$

となる。

スパイク電圧 B は、FET がオフからオンになるとき、 C_{GD} の電荷が放電するために発生するもので、

$$e_B = \frac{C_{GD} E}{C_{DS} + C_{GD}} e^{-\left[\frac{1}{(R_i \parallel R_L \parallel R_T(t)) (C_{DS} + C_{GD})} \right] t} \quad (3.25)$$

$R_T(t)$ は過渡期間中にオフ抵抗 R_{OFF} からオン抵抗 R_{ON} まで変わり、その変化の状況は駆動源波形の立ち上がりや、FET の周波数特性、などにも関係するので、 e_B の面積を厳密に求め得ないが、大略 \bar{e}_B は、 \bar{e}_A の $(1/10 \sim 1/50)$ 程度と見てよい。

図 3.8(c) は、3SK18 のスパイク電圧の実測値を示したもので、横軸は $R_i \parallel R_L$ である。図 3.8(c) の (1), (2) はオンからオフになるときのスパイク電圧 e_A の時間積分値であり、駆動源の立ち上がり時間は、それぞれ $1\mu\text{s}$, $0.6\mu\text{s}$ である。この図から

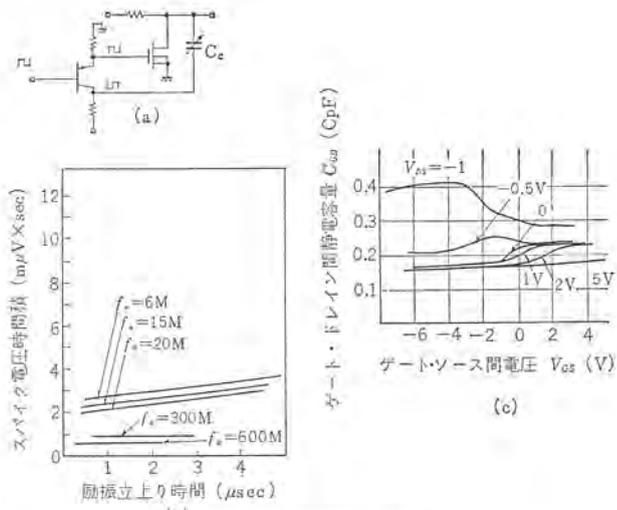


図 3.9 C_{GD} 特性と spike 電圧曲線のコンデンサ補償 FET チョッパ回路

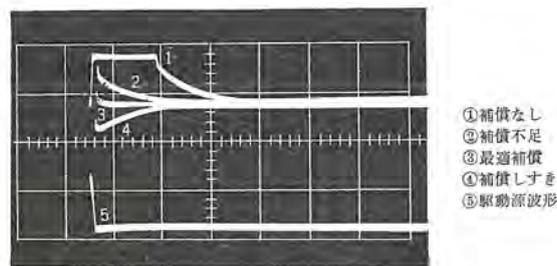


図 3.10 スpike 補償の実例
Fig. 3.10 Spike wave forms.

C_{GD} の少ない素子 $C_{GD} \approx 0.15 \text{ pF}$ を用いても、駆動電源を 400 c/s にすると、信号源抵抗が $1 \text{ M}\Omega$ の場合、 $300 \mu\text{V}$ 程度のゼロオフセット電圧を生ずることになる。Spike 電圧は、さらに増幅器後段を飽和させたり、ゼロ点ドリフトの原因となったりする。Spike 対策として二、三の方法が考えられている⁽³⁾⁽⁴⁾。

図 3.9(a) に示すようにゲート、ドレイン間容量 C_{GD} と同じ容量値のコンデンサ C_c をドレイン端子に接続し、ゲート駆動電源と逆位相の電圧を印加して逆位相パルスが発生し、Spike 電圧を打ち消すのも一方法である。

図 3.10 はこの方法の実例で、オシロになるときの Spike の状況を示している。(1) はコンデンサ補償を行わない場合で、(5) の駆動波形に対して大きな Spike 電圧が発生している。これをコンデンサ C_c を加減して補償した場合の波形が(2)、(3)、(4)で、(2) は補償不足、(4) が過補償、(3) が最適状態でよく補償されている。

しかし MOS 形 FET の C_{GD} は図 3.9 に示すように、ゲート、ソース間電圧によって少し変わることや、完全な逆位相電源が得られないことのために補償には限りがある。図 3.9(b) はトランジスタ、エミッタ、コレクタ分割回路を電源とした場合の最適補償時の Spike 電圧時間積を示すもので、 f_a の高いトランジスタほどよく補償できている。図 3.11 は入力インピーダンス $100 \text{ k}\Omega$ 、駆動周波数 10 kc のチョップ形増幅器で、微小信号周波数応答 $P-P 2 \text{ V}$ で 100 c/s 、零点ドリフトは、周囲温度が $-10 \sim 60^\circ\text{C}$ 変化に対して $\pm 15 \mu\text{V}$ 以下である。

3.1.5 キャパシティリレー

高入力インピーダンス素子としての MOS 形 FET の応用は、その

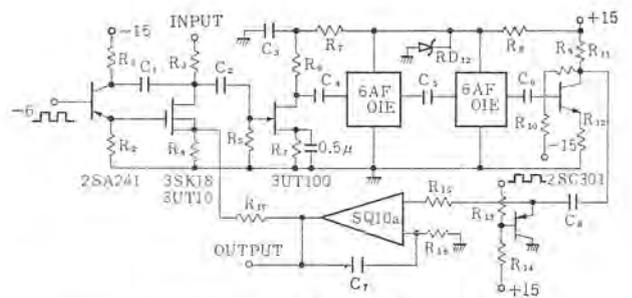
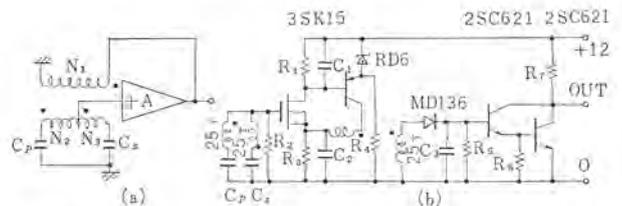
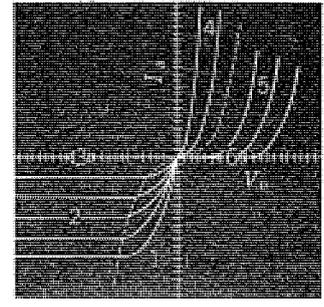
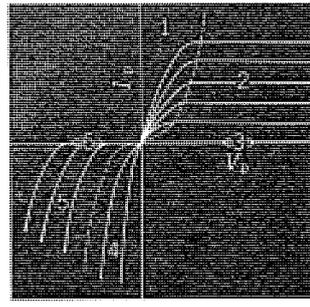
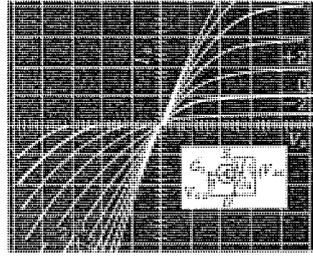
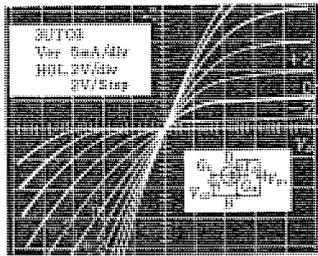


図 3.11 チョップ形増幅器回路図
Fig. 3.11 Experimental chopper amplifier circuit.





(a) ドレイン特性 (30 TO 3)

(b) 逆ドレイン特性(3 UTO 3)

(c) G_2 開放時のドレイン特性 n チャンネル

(d) G_2 開放時のドレイン特性 P チャンネル

図 3.13 ドレイン特性

Fig. 3.13 Typical drain characteristics.

(a)

表 3.1 FET の各領域での特性

Table 3.1 Characteristics of FET.

領域 チャンネル	1		2		3		4		5		6	
	n	P	n	P	n	P	n	P	n	P	n	P
V_D	≥ 0	≤ 0	≥ 0	≤ 0	≥ 0	≤ 0	< 0	≥ 0	< 0	> 0	< 0	> 0
$-V_T + V_G - V_D$	≥ 0	≤ 0	≤ 0	≥ 0	≥ 0	≤ 0	-	≤ 0	> 0	< 0	≤ 0	≥ 0
$-V_T + V_G$	-	-	≥ 0	≤ 0	≥ 0	≤ 0	≥ 0	≤ 0	≤ 0	≥ 0	≤ 0	≥ 0
I_D	$K[(V_G - V_T)V_D - \frac{1}{2}V_D^2]$	X^{-1}	$\frac{1}{2}K(V_G - V_T)^2$	X^{-1}	0	0	$K[(V_G - V_T)V_D - \frac{1}{2}V_D^2]$	X^{-1}	$-\frac{1}{2}K(V_G - V_T - V_D)^2$	X^{-1}	0	0
$y_{DS} = \frac{\partial I_D}{\partial V_D} \Big _{V_G}$	$K(V_G - V_T - V_D)$	X^{-1}	0	0	0	0	$K(V_G - V_T - V_D)$	X^{-1}	$K(V_G - V_T - V_D)$	X^{-1}	0	0
$y_{fS} = \frac{\partial I_D}{\partial V_D} \Big _{V_D}$	KV_D	X^{-1}	$K(V_G - V_T)$	X^{-1}	0	0	KV_D	X^{-1}	$-K(V_G - V_T - V_D)$	X^{-1}	0	0

$$K = \frac{\mu C_g}{L_s}$$

(b) V_T の極性

	N	P
エンハンスメント	+	-
デプレッション	-	+

電界効果トランジスタは、低オン抵抗を除いては前記の条件をほぼ満たすことのできる素子である。オン抵抗の問題も FET のオン抵抗とオフ抵抗の比が大きいため、適当なインピーダンスの回路に使用すれば精度を満足することが可能である。また正負入力を共通アース駆動でスイッチングできることも FET スイッチの特質である。

アナログスイッチの用途としては次のものがある。

1. テレメータにおける時分割伝送
2. コンピュータコントロールにおけるデータの時分割処理
3. 最適制御の利得の最適化
4. サーボ系などにおけるフィードバック回路の切替
5. サンプルホールド回路、アナログメモリ、遅延回路
6. アナログ計算機の時分割演算、積分器のリセット
7. 電圧比較器

MOS 形 FET の一般的な使用法では、第 2 ゲート端子 G_2 は、ソースに接続して用いるが、ソース、ドレイン間に大きい正負の信号がある用途には G_2 を開放する。

図 3.13(a) と図 3.13(b) は、 G_2 開放時のドレイン特性の一例で V_D の正負に対して動作する。図 3.13(a) と図 3.13(b) が、ほぼ同様の特性を示すことから、ソースとドレインは良好な対称性があることがわかる。

G_2 開放時の MOS 形 FET の動作領域は、図 3.13(c) (d) のように 6 個の領域に分けることができ各領域のドレイン電流 I_D 、相互コンダクタンス y_{fs} 、出力コンダクタンス y_{DS} は、理想的には表 3.1 (a) のようになる。 V_T の極性は、チャンネルの種類と動作モードに

よって表 3.1 (b) のように定まる。デプレッションモードの V_T はチャンネルをターンオフするのに必要な電圧で、通常ピンチオフ電圧と呼ばれており、エンハンスメントモードの V_T はチャンネルを形成するために必要な電圧でスレシホールド電圧と呼ばれている。

信号をオフにするには、 I_D をゼロにすればよいから、動作領域が 3 と 6 になるようゲートに電圧を印加すればよい。すなわち、

$$n \text{ チャンネルの場合 } V_G \leq V_T + V_D \dots \dots \dots (3.27)$$

$$P \text{ チャンネルの場合 } V_G \geq V_T + V_D \dots \dots \dots (3.28)$$

が満足されればよい。次にこの応用例として、パルス電圧計およびマルチプレクサスイッチについて述べる。

3.2.1 パルス電圧計

FET スイッチをパルスホールド回路に用いたパルス電圧計は、従来のものと比較して、入力パルス幅やくり返し周波数によって指示が変わらないことのほか、ホールド回路にオフセット源がないために 1V 以下のパルス電圧をも、精度よく測定できるなどの利点がある。

図 3.14(a) はパルス電圧計のブロック図である。MOS FET が常時カットオフになるようゲートにバイアス電圧を加えておき、入力パルスを減衰器で適当な値にし、ソースに加えると同時に入力パルスでゲートパルス発生器をトリガして一定幅のゲートパルスを発生し、MOS FET をオンさせコンデンサを充電し、これを高入力インピーダンスの直流電圧計で読みとるもので図 3.14(b) に回路図を示す。ここでは直流電圧計として、MOS FET を用いた負帰還形直流増幅器を使用し好結果を得ている。

このパルス電圧計の総合精度は 0.5%、 $\pm 2V$ フルスケールである。この回路はパルス電圧計のほかにパルス電力検出装置と組み合わせるとパルス電力計となり、さらにパルス電力 AGC 回路やパルス変調マイクロ波の位相測定器などにも用いることができる。

3.2.2 マルチプレクサスイッチ

図 3.15 は、マルチプレクサスイッチの基本回路で、多数の FET スイ

ッチをリングカウンタ出力で逐次駆動し、多入力を1個の出力端から逐次取り出すことを目的としており、データ処理装置などの入力切換などに使用される。このようなスイッチには、ゲート電圧がゼロのときにオフであるようなエンハンスメント形が、従来のメカニカルスイッチのノーマルオフとの対応上、さらにドライブ電源が1極性でよいことなどの理由により適している。

図 3.16 は P チャネル、エンハンスメント形 MOSFET のドレイン特性、図 3.17(a) は、ドレイン電圧対ゲート電圧特性でスレショルド電圧は約 5V であり、ドレイン電圧が 5V 以下ならばゲート電圧がゼロでも十分正負入力をカットオフしていることがわかる。図 3.17(b) は図 3.17(a) の円内を拡大したもので、オフ抵抗が 1,000 MΩ 程度であることがわかる。この素子のオン抵抗はゲート電圧

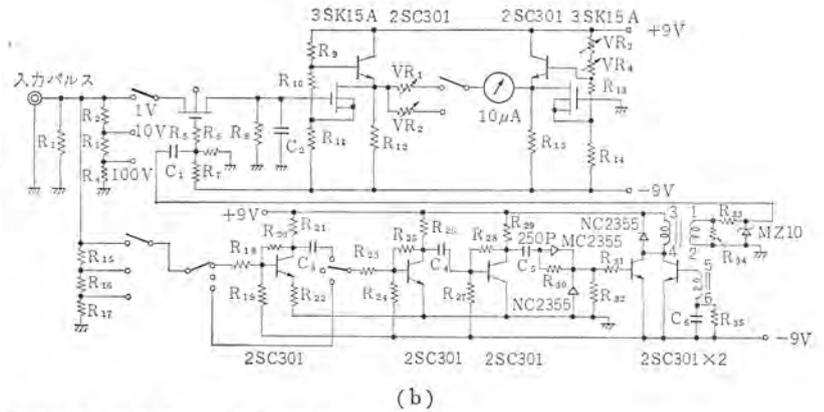
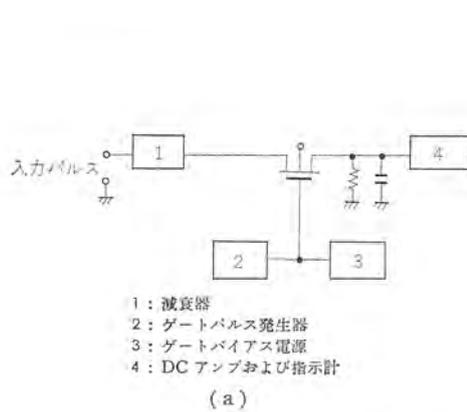


図 3.14 パルス電圧計回路
Fig. 3.14 Schematic diagram and circuits of the pulse voltmeter.

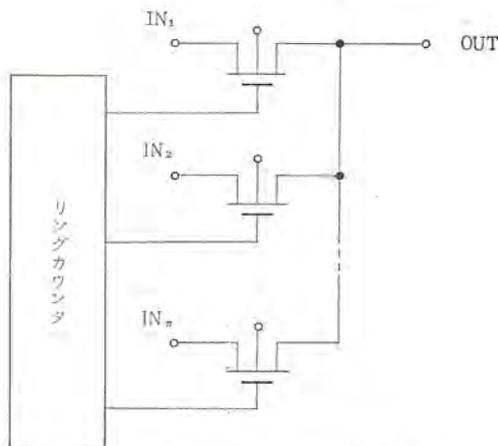


図 3.15 マルチプレクサスイッチ 基本
Fig. 3.15 Schematic diagram of the multiplexer switch.

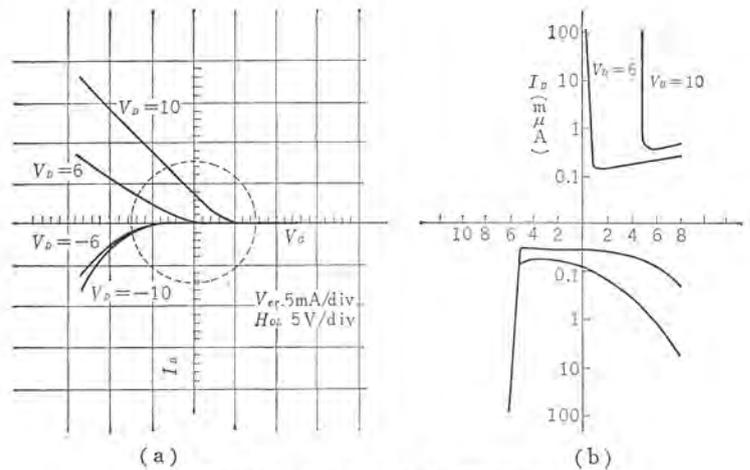


図 3.17 I_D-V_{GS} 特性 (3UT80)
Fig. 3.17 I_D-V_{GS} characteristics of 3UT80.

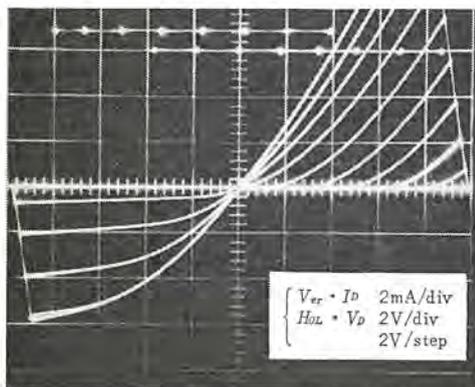


図 3.16 ドレイン特性 (3UT80)
Fig. 3.16 Drain characteristics of 3UT80.

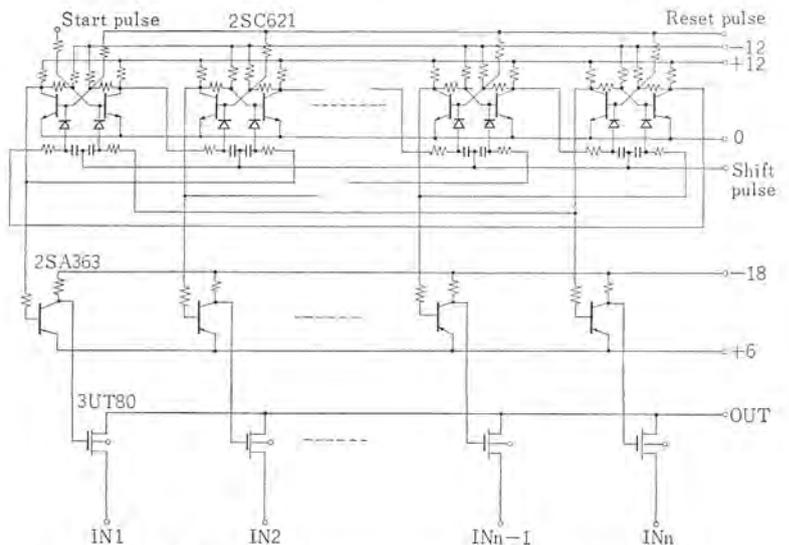
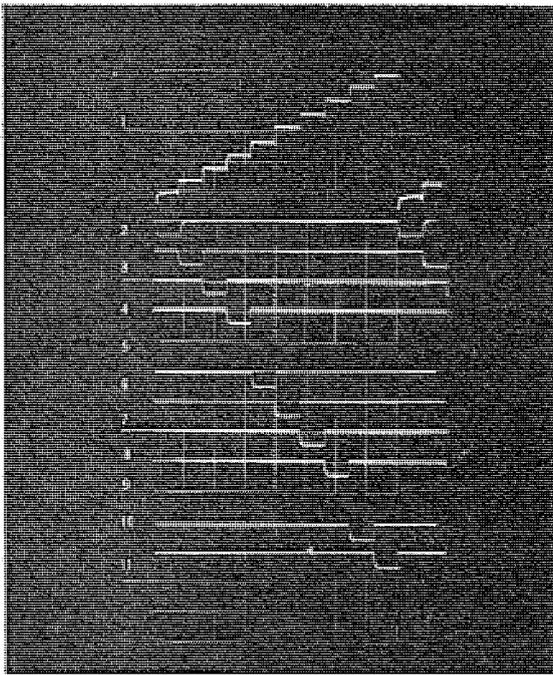
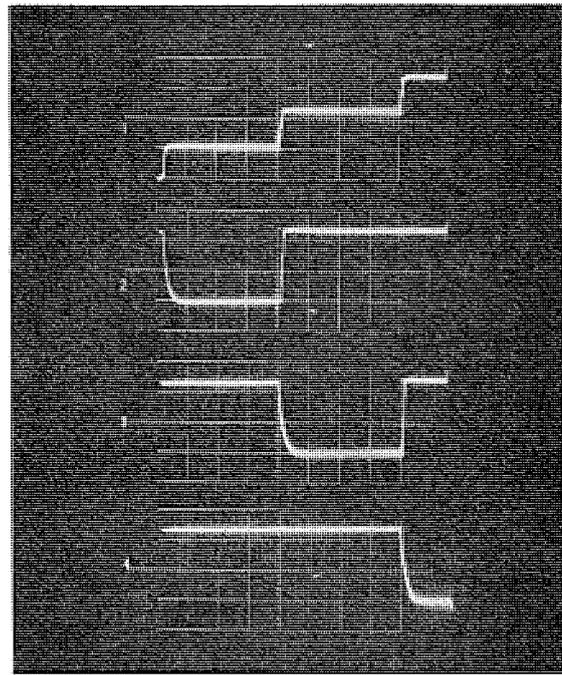


図 3.18 試作マルチプレクサスイッチ回路
Fig. 3.18 Experimental circuit diagram of the multiplexer switch.



①出力 5 V/div
②~⑩駆動パルス 50 V/div
HOL. 10 μsec/div
(a)



①出力 2 V/div
②~⑩駆動パルス 5 V/div
HOL. 2 μsec/div
(b)

図 3.19 マルチプレクサスイッチ 各部波形

Fig. 3.19 Output and drive voltage wave forms of the multiplexer switching device.

-8 V で $2\text{k}\Omega$, 10 V で $1\text{k}\Omega$ 程度である。

スイッチの精度とチャンネル数 n は、素子の選別規格のオフ抵抗の最小値 $R_{OFF\ min}$ オン抵抗の最大値 $R_{ON\ max}$ 信号源抵抗 R_S によって決まり、精度 0.1% を実現するには、

$$R_{OFF\ min}/(n-1) > 999(R_S + R_{ON\ max}) \dots\dots\dots (3.29)$$

が満たされればよい。

またスイッチの応答時定数 T は、

$$T \approx (n-1)(R_S + R_{ON\ max}) \left(C_{DS} + \frac{C_{GS}C_{GD}}{C_{GS} + C_{GD}} \right)_{\max} \dots\dots (3.30)$$

によって決まる。チャンネル数の最大値は、精度およびスイッチング速度によって制限される。

図 3.18 は、MOS 形 FET 3UT 80 を用いた試作 10 チャンネル、マルチプレクサスイッチの回路で、図 3.19(a) は動作波形である。階段状に変化しているのが出力、その下の波形がドライブパルスでパルス幅は $10\ \mu\text{sec}$ である。図 3.19(b) は、これを拡大したもので良好な特性を示している。

4. む す び

当社で現在製作されている三菱電界効果トランジスタの特長について報告し、次に若干の応用例について述べた。これらの結果が回路設計上ならぬかの参考になれば幸いである。本文執筆にあたり、ご指導を受けた土佐、田畑、両氏に深謝いたします。

(昭 42-1-26 受付)

参 考 文 献

- (1) 山崎：電界効果トランジスタの応用
電子科学 14, No. 4 P. 42~55 (1965-4)
- (2) 阿部ほか：電界効果トランジスタとその応用, エレクトロニクス
p. 1093 (昭 39-9)
- (3) 山崎：電界効果トランジスタとその応用, 「三菱電機技報」
39, 10, p. 123, (1965-10)
- (4) 大橋：MOST チョップの雑音消去法の検討, 電気連大
[1416] (昭 39)
- (5) 竹中：MOSFET の動作原理と特性, 電子技術 8, No. 3
p. 19 (1966-3)

CdS の低周波発振

伊吹 順章*・吉沢 達夫**・安川 武**

Low-frequency Oscillations in CdS Single Crystals

Central Research Laboratory Sumiaki IBUKI・Michio YOSIZAWA・Takeshi YASUKAWA

In the course of study on the quenching by infrared ray irradiation in photoconductive phenomena of CdS single crystal, low frequency continuous oscillations above or below one cycle were observed. To have this observation realized, it is essential that the applied voltage is larger than a critical value, infrared ray is to be superposed, and the intensity of ordinary visible ray producing photoconductivity to that of infrared ray is in an appropriate value. The oscillation frequency decreases with the increase of the applied voltage, while it increases as the visible ray is intensified. Also it is possible to obtain sine waveforms if a proper condition is obtained. Generation of these oscillations is considered to be caused by the fact that, when the number of holes trapped to the recombination center increases, recombination with electrons suddenly increases by the aid of the electrical field and the current decreases. After that the number of trapped holes gradually increase again and the current resumes the original value, thus the phenomena are repeated.

1. ま え が き

われわれは CdS 結晶の赤外光による光電流の quenching 特性を測定中非常に低周波 ($10^{-2} \sim 10^2$ c/s) の電流発振を観測した。この発振には 2 種の形があり、光電流を生ずる bias 光 (単色光または白色光) の単独照射時に発振を生ずるときがあり、この場合は減衰振動である (type I)。次に bias 光の上にさらに quenching の効果のある赤外光を重ねて照射すると発振を生じ、これは連続振動となる (type II)。これらのことから、この発振には赤外 quenching に寄与する hole trapping center が密接に関係していると考えられる。従来半導体の instability に関係した高周波電流発振に関する報告は非常に多く、Gunn-effect のようなものはその mechanism もかなり具体的なところまで明らかにされているが、低周波領域の発振については報告も少なく、その mechanism についても不明の点が多い。instability の研究の今後の課題はこの両者を統一して説明できる model を作成する点にあると思う。このような意味で低周波発振の研究の意義は大きいと言える。この論文では従来行なわれてきた低周波発振と、われわれの実験結果を比較検討して論ずる。

2. 実 験

2.1 試料および装置

実験に用いた CdS は昇華再結晶法で作成した薄板状結晶 ($5 \times 2 \times 0.2$ mm) で、かなり大きな光導電性を示した。暗抵抗 $> 10^8 \Omega \cdot \text{cm}$, $1,000 \text{ lx} \approx 10 \Omega \cdot \text{cm}$ で、電極は I_n を真空蒸着によって試料の両端に作った。試料の電極間距離は約 1 mm とした。

光源としては 30 W タングステンランプにニュートラルフィルタおよび干渉フィルタを用いて bias 光を作り、赤外光源としては 30 W タングステンランプと Beckman DU-type monochrometer を組合せて用いた。測定回路は試料・負荷抵抗・直流電源の直列回路として、出力信号は負荷抵抗の一部の電圧降下をレコーダに入れて自動記録させた。なお負荷抵抗は試料の抵抗よりも十分低い値とした。光源用の lamp への電源の stability には十分留意した。

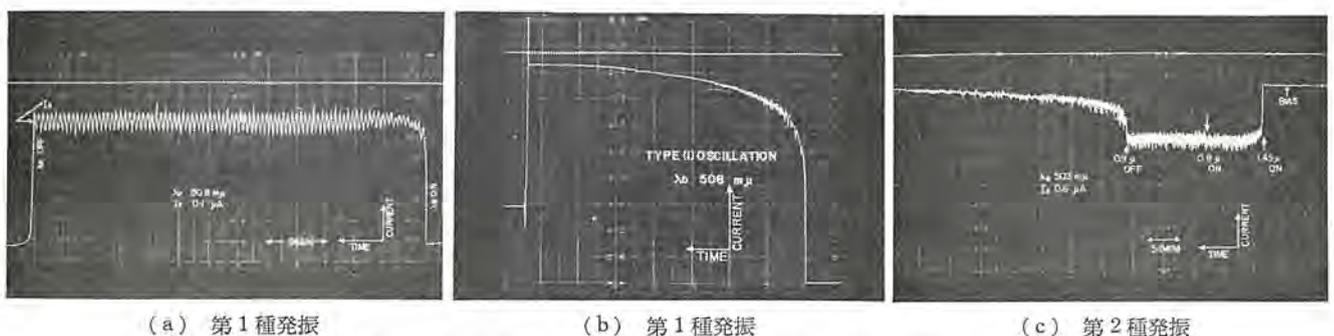
なお試料は光導電性を良くするために $\text{CdCl}_2 (1.65 \times 10^{-3} \%)$ と $\text{CuSO}_4 (1.60 \times 10^{-3} \%)$ の水溶液中に浸せし、空气中で 400°C , 2 hr 程度の熱処理を行なっている。この処理方法によって発振効果のきわめてよい試料が得られた。

2.2 実験結果および検討

CdS での低周波電流発振は後述するように、ある電界強度以上で観測され、次の 2 種に分類できる。

- (1) バイアス光の単独照射時にみられる発振 (type I)。
- (2) バイアス光に赤外光を重ねることによって生ずる発振 (type II)。

図 2.1 に低周波電流発振の一例を示す。図の (a), (b) は上



(a) 第1種発振

(b) 第1種発振

(c) 第2種発振

図 2.1 発振の分類 Fig. 2.1 Type of oscillation.

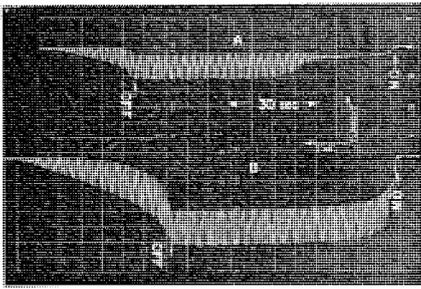


図 2.2 発振の生成および減衰
Fig. 2.2 Build-up and decay curves of the type II oscillations.

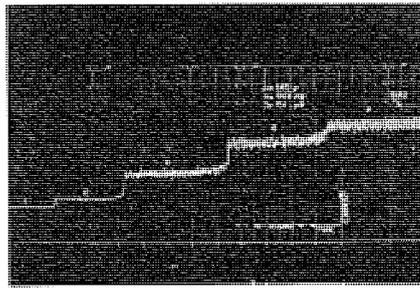


図 2.3 赤外強度と振幅の関係
Fig. 2.3 Infrared intensity dependence of the amplitude.

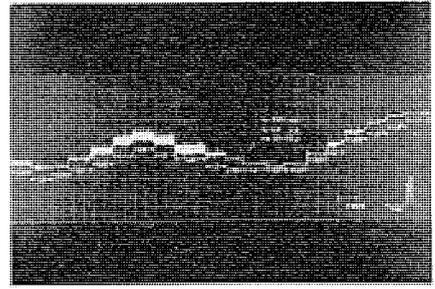


図 2.4 発振の赤外波長依存性
Fig. 2.4 Spectral response of the type II oscillations.

述の type(I) の場合で、(a)からわかるように発振にはある程度の build-up time が要求され、また(b)に示すようにこの type の発振は減衰振動である。振動の持続時間はバイアス光の強度が大きくなるほど短くなる。(c)は type (II) の発振を示したもので、bias 光による第 1 種振動 (type I) が消滅した状態、あるいはまったく存在しない状態に赤外光を重ねて照射すると、光電流は quenching される。このときに赤外光の強度が適当な値のときに図示のような発振が始まる。この形の発振の特長は、build-up time が存在することはもちろんのこと、赤外光を取り除いた状態でもなお振動が残ることである。この振動の残存時間は bias 光強度が強くなるほど短くなる。そして第 2 の特長は type(I) が減衰振動であるのに対し、この形の振動は完全な連続振動を示すことである。図 2.2 は赤外光の照射およびシャ断における type (II) の build-up および decay を示す。(以下の文章でとくにことわらないかぎり発振は type II のについて述べることにする)。図 2.2 で(A)のほうが(B)よりも赤外強度は弱い。これからわかるように赤外強度が増加するにつれて build-up time は減少し decay time は逆に増加している。(図中 ON は赤外光の照射を意味し、したがって電流は減少し、OFF は赤外光のシャ断を意味し、電流は増加する)。

また一般に build-up time と decay time は等しくはならない。次に発振は定常値の上下に対称的に発振をするというわけではなく quenching の方向により大なる割合で振動していることが図の (a)からわかる。図 2.3 は bias 光を一定にした場合の赤外光強度による振幅の変化を示したものである。

おのおのの赤外光強度の比は A : B : C : D : E \approx 1 : 2.5 : 5 : 7.5 : 10 である。このように赤外光強度の増加につれて振幅は減少しついに消滅する。一方赤外光があまり弱いところでも発振は生じない(図には示されていないが)ことがわかっている。このように発振を生ずる current には上限値・下限値が存在する。このことは図 2.4 に示した発振の spectral response にも示されている。なお図 2.4 は バイアス光の波長 $\lambda_B = 395 \text{ m}\mu$ を一定に保持し、赤外光の波長による発振の状態変化を示したもので、赤外光の波長は quenching を示す $0.8 \mu \sim 1.8 \mu$ の範囲で測定した。これからわかるようにある電流範囲で発振の振幅が大きくなっている。また quenching に有効な波長が発振にも有効であることがわかる。図 2.5 は quenching 光として $700 \text{ m}\mu$, $750 \text{ m}\mu$ の光を用いた場合の電流変化の過渡状態を示す。図からわかるようにこれらの波長の光を照射したときの特長は、光伝導 (P. C) と quenching (I. R. Q.) の両方の作用が見られ、まず $700 \text{ m}\mu$ の場合定常状態では P. C. となるが、過渡状態では光電流は overshoot して定常

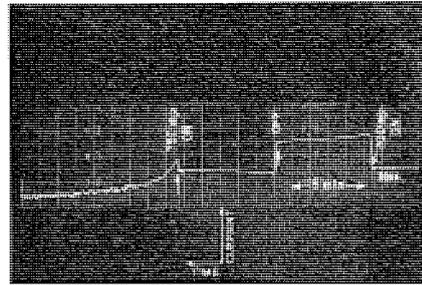


図 2.5 過渡状態における発振
Fig. 2.5 Transient behavior of the type II oscillations.

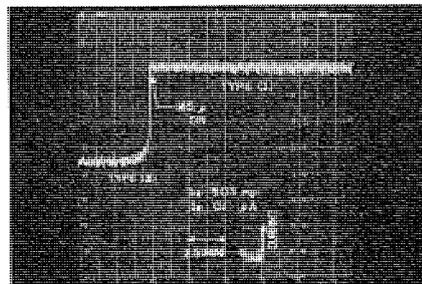


図 2.6 第 1 種振動から第 2 種振動への移行
Fig. 2.6 Transient process from type (I) to type (II).

状態に達する。そしてこの overshoot の過程では電流振動は生じない。一方光をシャ断すると電流は undershoot して bias level に回復するわけであるが、電流が bias level 以下 (過渡的な quenching 状態) になった状態では、一時的であるが振動が build-up してくる。この様子は $750 \text{ m}\mu$ ではさらに明確となり、一度 overshoot した電流が減少して、bias level を切った瞬間から発振が build-up している。そして定常的な quenching 状態では発振は減衰せず連続発振となる。次に第 1 種振動 (type I) の持続状態から第 2 種振動 (type II) への移行過程を示したのが図 2.6 で、図示のように波形に明らかな変化が認められた。すなわち第 2 種振動は第 1 種振動の存在の有無にかかわらず生ずるといえる。

典型的な発振波形を図 2.7 に示す。(a)は uniform な正弦波に近い波、(b)は distorted wave、(c)は beat 状の発振である。

ここにあげたものはきれいな発振波形であるが、noisy な波形ももちろん観測される。最も多く観測されるのは(a)および(b)で(c)の beat 状の波形は電場が発振の threshold 近傍のときによく観測される。図 2.8 は上述の発振波形の(b)について、その波形をフーリエ解析した結果を示す。 N は高調波の次数、 A_n は cosine term の振幅、 B_n は sine term の振幅を示し、 $\sqrt{A_n^2 + B_n^2}$ は次式で示される合成波の振幅である。したがって波形は、

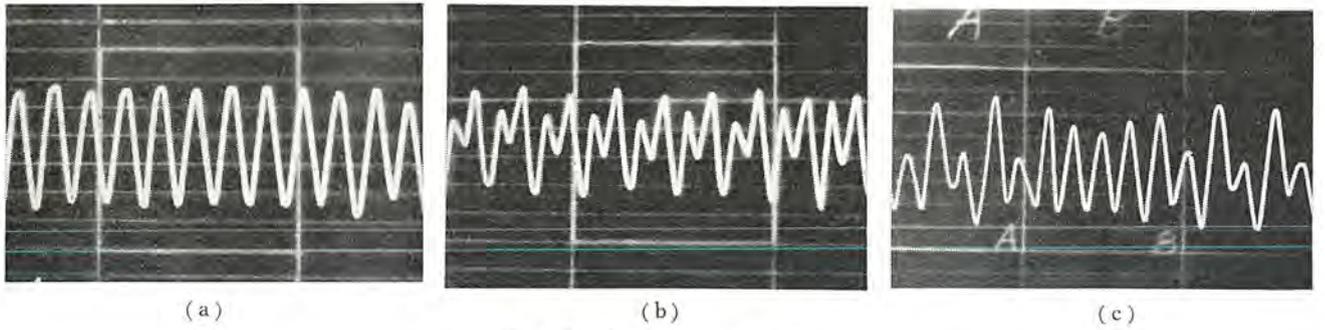
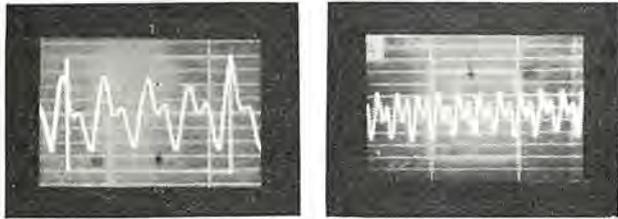


図 2.7 発振波形
Fig. 2.7 Typical wave forms of the type II oscillations.



N	An	Bn	(An ² +Bn ²) ^{1/2}	n	An	Bn	(An ² +Bn ²) ^{1/2}
0	53.0350			0	26.6270		
1	32.2130	10.4520	33.8660	1	12.2850	6.9145	14.0970
2	13.7660	13.7650	19.4680	2	17.2520	2.9486	17.5020
3	0.7796	1.7819	1.9450	3	0.2484	1.1233	1.1504
4	0.1216	1.2879	1.2936	4	2.0507	0.1846	2.0590
5	0.9800	1.4099	1.7171	5	0.9910	0.3348	1.0468

(a) (b)
図 2.8 発振波形のフーリエ分析
Fig. 2.8 Results of Fourier's analysis of the type II oscillations.

$$f(t) = A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} A_n \cos(n\omega t) + \sum_{n=1}^{\infty} B_n \sin(n\omega t)$$

$$= A_0 + \sum_{n=1}^{\infty} \sqrt{A_n^2 + B_n^2} \sin(n\omega t + \varphi) \dots\dots\dots (3.1)$$

ただし $\varphi = \tan^{-1}(A_n/B_n)$ と表わせ、次数を 10 まで計算 (表には次数 5 までのせた) したが、二つの sample ともに三次以上の項は 1 ケタ低い値を示した。すなわちこの形の波は基本波と 2 倍高調波によって構成されているといえる。この結果(c)で示される beat 状発振はこの二つの波の構成比が時間的に変化する結果と考えられる。図 2.9 は第 2 種振動 (type II) の電圧-電流特性の一例を示したものである。図(a)で A は bias 電流, B は振動電流の最大値, B' は振動電流の最小値を示し BB' が図(b)で示されている発振の振幅に相当している。図(a)の V-I 特性で A の Bias 電流は ohmic であるが, B, B' の振動電流は ohmic からはずれる。この様子をもう少しくわしくなめてみる。図 2.10 は発振状態での V-I 特性を示すほかの例で, 上述の B, B' に相当するものである。このグラフからいえることは, 発振が始まるまでは電流は ohmic であり直線になっている。しかし発振状態になると電流の最大値, 最小値ともに ohmic 電流の延長線上の上下にははずれる。すなわち両者とも ohmic 電流にならないわけで, また ohmic 特性からの上下へのずれは対称的な分布をとらないことも特長といえる。この点に関して前述した図 2.2 で発振の build-up 時には発振の生長が電流の減少する方向 (図の下方) に急速に進み, 電流の higher level への生長は少ない。この場合の非対称性と V-I 特性の非対称性は同一の原因による現象といえる。次に振幅と電圧の関係を見てみよう。図 2.11 で $\Delta I = I_{\max} - I_{\min}$ は振幅を表わしている。グラフは ($\Delta I - V$) 特性, ($\Delta I/I_{\max} - V$) 特性を示してある。ここで注目すべき点はこの両者とも

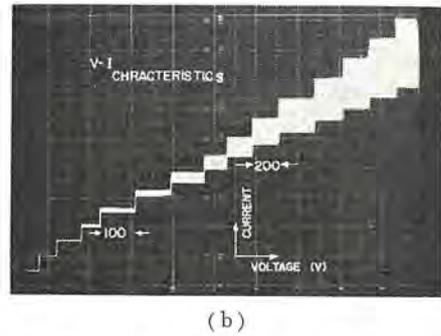
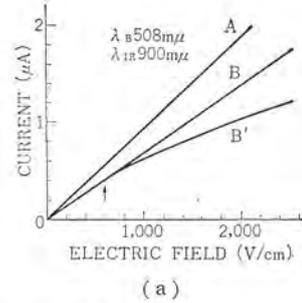


図 2.9 電圧電流特性
Fig. 2.9 V-I characteristics of the type (II) oscillations.

に偏曲点が存在することである。さらにくわしくこの様子を観測した結果, ($\Delta I/I_{\max} - V$) 特性は図 2.12 で与えられることがわかった。すなわち,

- (1) 偏曲点が存在する
 - (2) 飽和特性を示し, 最大値をすぎると負特性を示す
 - (3) 発振を生ずる電圧にも上限・下限が存在する
- (3)項の下限は実験的に証明されているが, 上限はグラフからの推測によるものである。この電圧に対する上限・下限の存在は電流の上限・下限とともに興味ある現象である。

図 2.13 は赤外光強度を変化した場合に $\Delta I/I_{\max}$ の最大値が shift する様子を示したもので, 図の数値は分光器のスリット幅を示す。すなわちスリット幅の増加につれて赤外強度は増加し最大値が低電圧側に移行している。

次に周波数の電圧特性について検討する。電圧特性として大略次に示す四つの type に分類できる。

- (1) Non-uniform sine wave

この発振はほぼ sine wave 状の発振であるが低電圧側および高電圧側で非正弦的な波形となる。すなわち中間の電圧領域ではきれいな正弦波を示すが, 電圧が高くなって 200 V 付近になると急速に高調波が生長してくる。この様子は図 2.14 に示す。図 2.15 はこの場合の周波数特性を示すもので $f \propto V^{-\alpha}$ で示される。

ただし f : 周波数, V : 印加電圧, α : 定数で $\alpha \neq 1$ の場合が

しばしばみられた。

(2) Uniform sine wave

この発振の特長は測定電圧の全域で、非常にきれいな sine wave を示す。図 2. 16 に発振の電圧特性を示す。図 2. 17 はこの場合の周波数特性を示すもので、途中で周波数特性に hopping が見られるが、この前後においては周波数特性は $f \propto V^{-\alpha}$ となる。

(3) Double peak wave

最も多く観測される発振波形で二成分系の波として前にとりあげたものと同一のものである。図 2. 18 は印加電圧による波形の変化を示したもので、電圧 180 V 付近までは二成分系の波であるが 200 V 付近からこの形はくずれてくる。図 2. 19 はこの試料で bias 光強度をパラメータとしたときの周波数特性を示すもので、その特長は二つの直線領域が存在することで、第 1 の直線領域から第 2 の直線領域へ移行する電圧は、bias current (bias 光強度) の増加にともなって高電圧側に移動する。このグラフは bias 光強度をパラメータにとってあり、下方の直線が bias 光強度が大となっ

ている。図 2. 20 は図 2. 19 から求めた周波数と光電流 (光強度) との関係を示したもので、電流は 300 V での最大値をとっている。電流の増加につれて周波数は増加するが、直線にはのらないことがわかった。図 2. 21 は印加電圧がおのおの 100 V, 150 V, 200 V, 250 V の場合の波形を示し、図 2. 22 にフーリエ分析の結果を示してある。計算値の右方にある数値 1 および 2 は ($\times 10^3$) の指数 n を示すものである。電圧値が 200 V までは前述したと同様に基本波と 2 倍高調波から構成されているが、250 V では 2 倍高調波よりも 3 倍高調波の割合が大きくなっている。

すなわち二つの直線領域の原因は波を構成する高調波の割合が変化するためと考えられる。この場合も周波数特性は $f \propto V^{-\alpha}$ で与えられる。

(4) パルス状発振

これは光電流のかなり小さい領域で見られた振動で、電圧が高くなるとパルス的となる (図 2. 22)。周波数特性はやはり $f \propto V^{-\alpha}$ で表現できる。

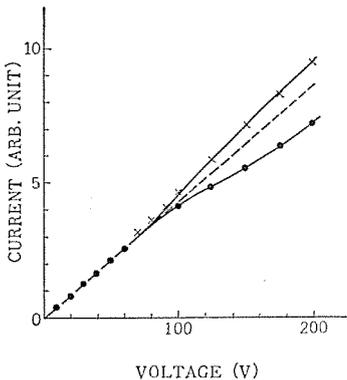


図 2. 10 電圧電流特性
Fig. 2. 10 Another examples of V-I characteristics of the type II oscillations.

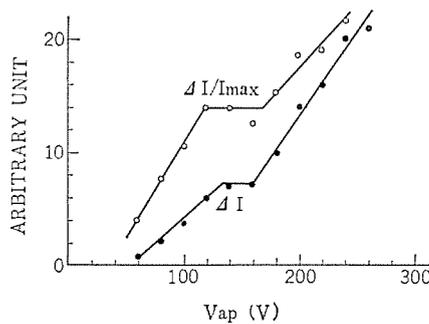


図 2. 11 振幅の電圧依存性 (A)
Fig. 2. 11 Voltage dependence of the amplitude of the type II (A).

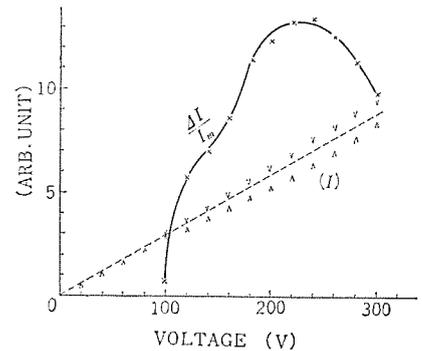


図 2. 12 振幅の電圧依存性 (B)
Fig. 2. 12 Voltage dependence of the amplitude of the type II (B).

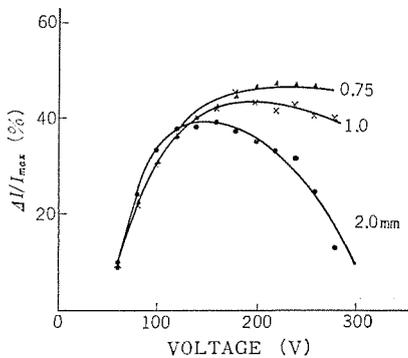


図 2. 13 振幅の電圧依存性 (C)
Fig. 2. 13 Voltage dependence of the amplitude of the type II (C).

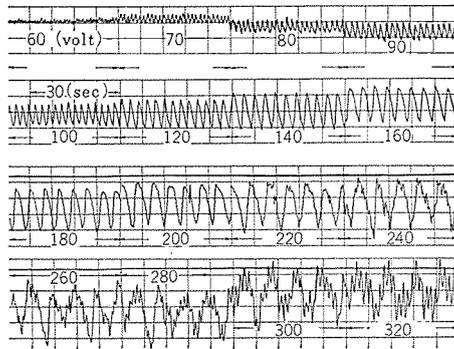


図 2. 14 発振波形の電圧依存性 (I)
Fig. 2. 14 Voltage dependence of the oscillation wave form (I).

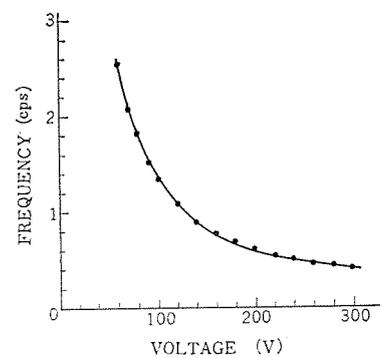


図 2. 15 周波数電圧特性 (I)
Fig. 2. 15 Frequency vs. voltage (I)

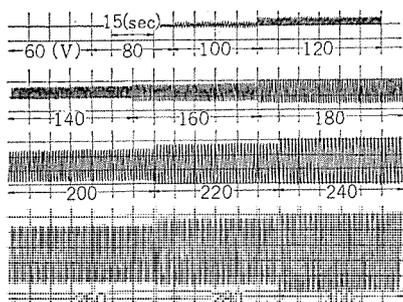


図 2. 16 発振波形の電圧依存性 (II)
Fig. 2. 16 Voltage dependence of the oscillation wave form (II).

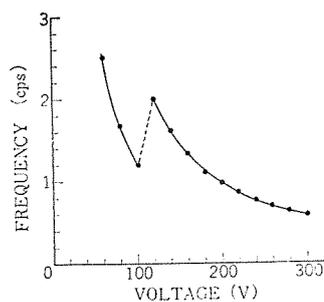


図 2. 17 周波数電圧特性 (II)
Fig. 2. 17 Frequency vs. voltage (II).

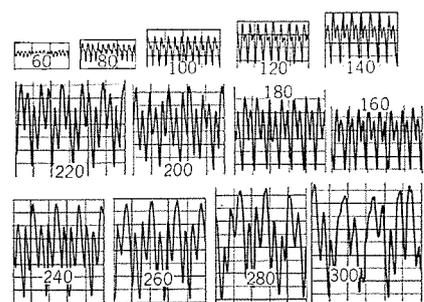


図 2. 18 発振波形の電圧依存性 (III)
Fig. 2. 18 Voltage dependence of the oscillation wave form (III).

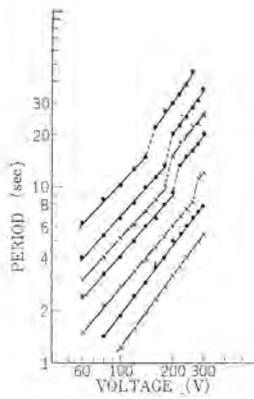


図 2.19 周期電圧特性(III)
Fig. 2.19 Period vs. voltage (III).

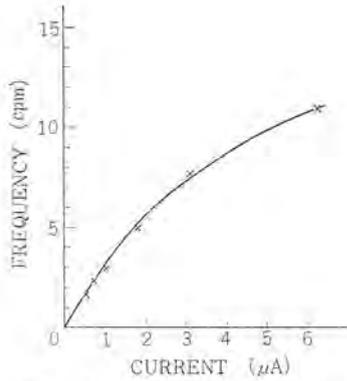


図 2.20 周波数電流特性(III)
Fig. 2.20 Frequency vs. current (III)

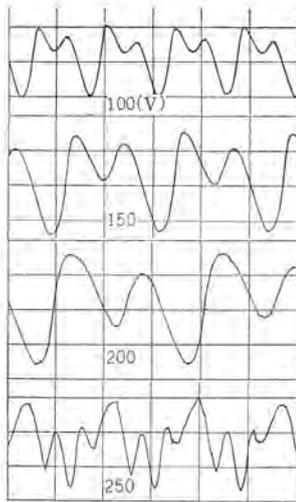


図 2.21 発振波形の電圧依存性(III)
Fig. 2.21 Voltage dependence of the oscillation wave form (III).

以上四つの type の発振の周波数特性を検討してきたわけであるが、共通点として周波数特性が $f = KV^{-\alpha}$ で示される点である。この点に関して Gunn-発振の model のように高電場の分域が free carrier の drift 速度 (v) で動くものと考え、 $v = \mu E = \mu V/L$ (μ : 移動度, E : 電場, V : 印加電圧, L : 電極間距離) で示されるから、周期 (T) および周波数 (f) は次式で与えられる。すなわち $T = L/v = L^2/\mu V$, $f = 1/T = \mu V/L^2$ となって周波数は電圧に比例することになり、われわれの実験結果 $f = KV^{-\alpha}$ とは著しく異なってくる。

以上で大略の発振特性の検討を終えたが、今までにふれなかった現象のおもなものについて列挙してみよう。

(1) 発振の threshold field (E_{th}) はバイアス光が強くなるほど high field 側に移行する。観測した E_{th} の最小値は ≈ 300 V/cm である。

(2) 液体窒素温度 (77°K) では, infrared quenching の二つのピーク (0.9 μ , 1.45 μ) のうちで長波長側の 1.45 μ のピークは消失するが、電流発振もこの温度では 1.45 μ での発振は観測されなくなる。

(3) 振幅の最大電流に対する比 ($\Delta I/I_{max}$) は最大 $\approx 50\%$ になる。

(4) 定常状態での連続発振の stability (振幅, 周波数の) はきわめてよい。数 10 時間連続発振させることができた。

(5) バイアス光の波長によって振幅は大きく左右され、吸収端

	COS	SIN	SQRT	
1	.2352142	E 2		
2	-.1165254	E 2	E 1	.1178334
3	-.9398776	E 1	E 1	.9427155
4	-.4478802	E	E 1	.2101021
5	.3414866	E	E	.9379760
6	-.3882132	E	E	.4526441
7	-.1422008	E	E	.5467064
8	-.2809579	E	E	.4506744
9	.5362415	E-1	E	.2062720
10	-.1328664	E	E-1	.1334423
END	-.4713382	E-1	E	.3107570

	COS	SIN	SQRT	
1	.3675236	E 3		
2	-.1370523	E 2	E 1	.1386113
3	-.1602082	E 2	E 1	.1833954
4	-.7891290	E	E 1	.3095042
5	-.1417015	E-1	E 1	.2187882
6	.1583837	E 1	E	.1616590
7	-.8188479	E-1	E	.9654084
8	.5710856	E-1	E 1	.1220386
9	-.4147275	E	E	.7316771
10	-.8533468	E	E	.8623136
END	-.3376988	E-1	E	.8218398

	COS	SIN	SQRT	
1	.3796152	E 2		
2	-.9605875	E 1	E 1	.1203797
3	-.1994499	E 2	E 1	.2021417
4	-.1099316	E 1	E	.1125916
5	-.2161799	E 1	E 1	.3419768
6	-.5812918	E-1	E	.9186185
7	.4345482	E-1	E 1	.1197506
8	.1430650	E	E	.2080345
9	-.6174610	E	E	.6806938
10	.9382063	E	E	.1156393
END	.5372976	E	E	.7058347

	COS	SIN	SQRT	
1	.2968334	E 2		
2	-.1191053	E 2	E 1	.1277486
3	.3264592	E 1	E	.3354366
4	-.1002290	E 2	E	.1002826
5	-.5069251	E 1	E 1	.5578060
6	-.1495665	E	E-1	.1595308
7	-.7600497	E	E	.1100883
8	-.6785559	E	E	.8042603
9	.2603965	E-2	E	.2572237
10	-.1012602	E-1	E	.4687045
END	-.1127600	E-1	E	.1461993

(上段より 100 V, 150 V, 200 V, 250 V の波に対する結果である)

図 2.22 フーリエ分析(III)
Fig. 2.22 Fourier analysis (III).

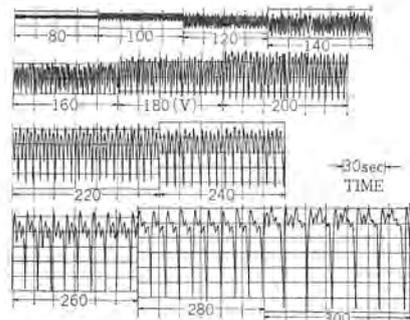


図 2.23 発振波形の電圧依存性(IV)
Fig. 2.23 Voltage dependence of the oscillation wave form (IV).

をこえると発振は急激に減衰する (定電流値に対して)。

(6) 発振周波数の赤外光波長に対する依存性はほとんど認められない。

(7) 発振波形はバイアス光, 赤外光強度および印加電圧によって変化する。

(8) 電極近傍を完全に shade して試料の中央部分のみを均一照射すると図 2.23 のように電圧の低い範囲ではコンデンサの放電電流のような発振波形が見られ、電圧を増してゆくと波に肩が成長してゆき、しだいにパルス的な波形となることが観測された。

(9) 二成分系 (基本波に 2 倍高調波の乗った波) の発振の build-up を詳細に観測すると、

(a) 光照射一定のもので電圧印加直後にはまず 2 倍高調波が build-up し、時間とともに基本波成分が成長してゆき、定常状態では二成分系の波となる (図 2.24 参照)。

(b) 赤外光が一定に保持され電圧が印加された状態に急にバイアス光を照射すると、最初は二成分系の波が build-up するが次

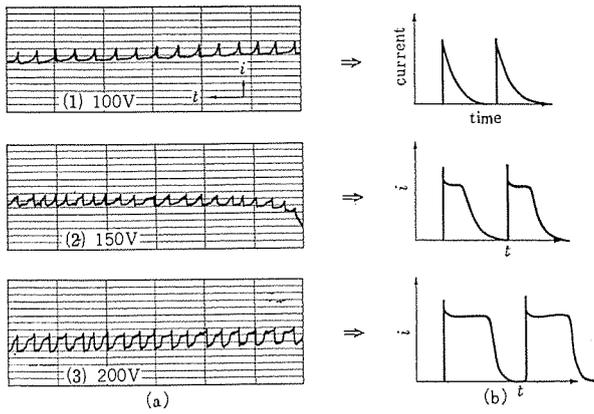


図 2.24 パルスの生長
Fig. 2.24 Growth of pulse like waves.

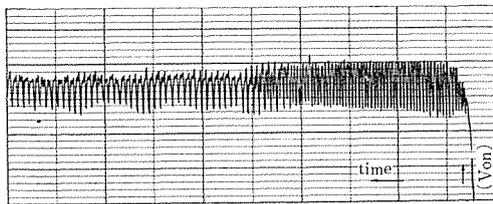


図 2.25 過渡状態での発振 (I) (電圧印加に伴う)
Fig. 2.25 Oscillation at transitional state after voltage supply (I).

の段階では基本波成分が消失して2倍調波のみとなり、やがてまた基本波が成長して二成分系の波となって定常状態に達する (図 2.25 参照).

- (10) 図 2.26 は Beat 状発振波形の代表例を示すもので、この形の発振は発振開始電圧近くのかかなり低電圧範囲で観測される.
- (11) 極性効果が観測された.
- (a) 極性を変えると波形、周波数がともに変化する.
- (b) 極性のある一方向に対しては安定な発振を呈するが、逆方向に対しては発振は不安定となり、かつ再現性が得られない.

3. 考 察

まずここで取りあげた低周波電流振動の特長は2種の形の振動が存在することである. 発振周波数および波形に関しては両者における差は認められないが、振動状態については次に示す二つの相違点がある.

- (1) 第1種振動が減衰振動であるのに対し第2種振動は連続振動である.
 - (2) 第1種振動では光照射停止後の decay current に振動は残らないが、第2種振動は赤外光 χ 断後もかなりの時間残る.
- ここで注目すべき点は連続振動が生ずるためには、赤外光 (quenching を生ずる波長の) 励起を必要とすることである. そして第2種振動が build-up されるには、かならず quenching 状態 (bias current よりも小さい) にならなければならない. また安定した quenching 状態では連続振動となるが、過渡的な quenching 状態では減衰振動となる. すなわち、ある種の trapped carrier (hole or electron) が free-state に励起される過程が必要といえる. ところでこの発振には electron, hole のどちらの trapping center が関係するかということになるが、この点に関して図 2.5 で示した過渡状態の実験からわかるように、P. C と quenching の両方の効果を含む 700 m μ の励起では、P. C 側の overshoot の過程では振動は build-up しないが、undershoot の過程

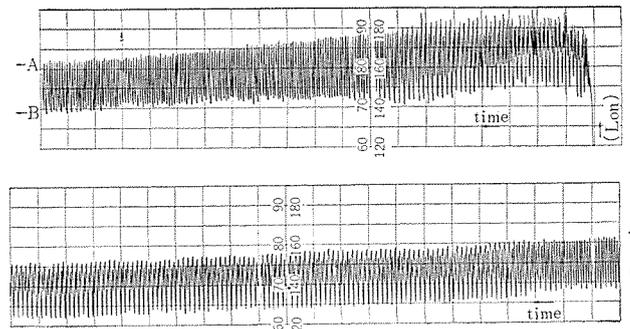


図 2.26 過渡状態での発振 (II) (光照射に伴う)
Fig. 2.26 Oscillation at transitional state after photoexcitation (II).

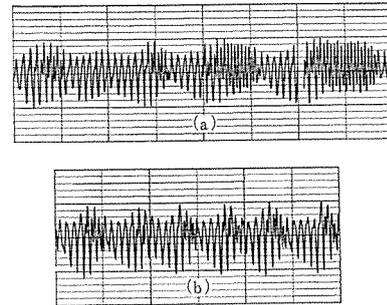


図 2.27 Beat 状発振 Fig. 2.27 Beat like oscillation.

では振動が一時的であるが build-up してくる (overshoot の状態では過渡的ではあるが quenching に等価な状態といえる). したがって振動が build-up されるには、1時的にしても bias current 以下の quenching 状態ができなければならないことから、この現象には hole が関係しているとみてよからう.

第2の問題は赤外光励起を停止した後でも decay current に振動が残る点である. したがってこの現象は deep level (CdS には2種の deep level が存在するといわれている) 間での hole の移動がある平衡状態になるまで振動が残ると考えられる. したがって第2種振動の原因としては、valence band を介して2種の deep level 間での hole の分布状態が変化し、この結果多数キャリア (electron) の life time が変化し、電流振動が生ずると考えられる. このように考えると、第1種振動では free hole が一時的に valence band に現われるがすぐに trap され、deep level 間での hole の再分布が完了して平衡状態に達すると振動は自動的に停止するわけで、この意味では第1種振動は第2種振動の decay 過程の振動に等価であるといえる.

次にこの deep level model を暗示する実験として、

- (1) 基本波に2倍調波の加わった二成分系の電流振動がよく観測され、しかも安定な連続振動である.
- また第1種の減衰振動にも二成分系の波が現われる. 図 3.1 はこの様子を示したものである.
- (2) 第1種・第2種ともに振動を生ずる current には上限値・下限値が存在する.
- さて図 3.2 の deep level model によって上記(2)の現象を説明すると、
- (a) 2種の level がともに再結合中心として作用するとき、すなわち両 level が hole demarcation level E_{dp} より高い energy 状態にあるとき、この状態が光電流が上限値をこえた状態で非振動となる.
- (b) 一方の center が trap として作用し、もう一方が再結合

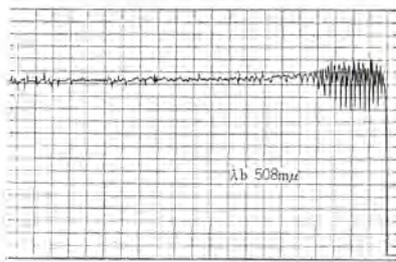


図 3.1 第 1 種 振 動
Fig. 3.1 Type (I) oscillation.

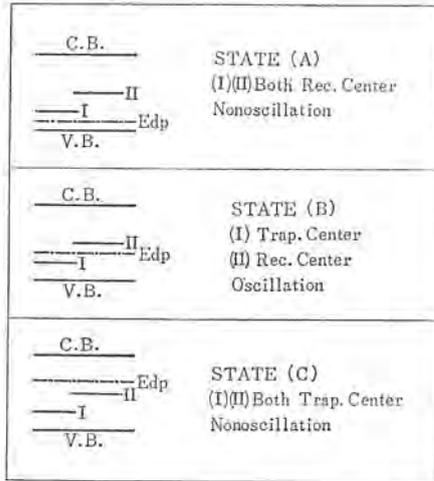


図 3.2 発 振 機 構
Fig. 3.2 Explanation model for the oscillations.

中心として作用する場合で Edp が両 center の間にあるわけで、この状態では光電流は上限・下限の間において振動状態。

(c) 二つの center がともに trap として作用するとき、すなわち Edp よりも Energy の低い状態に二つの center があるわけで、この状態では光電流は下限値よりも小さくなって非振動状態となる。

以上のような観点に立って電流振動の機構を考えてみるに、赤外線を重ねると hole trap I から hole が充満帯へ励起され自由な hole が増し、同時に recombination center II につかまっている hole の数もふえる。したがって伝導電子との再結合がふえて電流が減少することになる。いま再結合中心 II につかまった正孔の数がある critical な数よりこえれば、急に電子との再結合確率がますとすると電流がさらに減少するようになる。たとえば再結合中心に正孔が 2 個つかまれば、(Cd の空孔の回りに正孔が二つかまることがありうる。) 電子が強電場の助けをかりて電子に対する障壁をのりこえて、正孔と再結合する確率が正孔が 1 個あるときより大きくなって電流がさらに減少することが考えられる。するとその結果、再結合中心に捕まっている正孔の数が減少し、電流が逆にふえるようになる。しかしながら赤外線を引き続き照射しているのでふたたび再結合中心 II につかまった正孔の数がふえて電流の増加がにぶり、ある critical な数に達するとふたたび電流が減少するようになる。かくして赤外線の重ねによって電流振動が起り、その原因に強電場による再結合の促進が考えられる。

さて伝導帯にある電子 n 、充満帯にある正孔 p 、hole trap I にある正孔 p_1 、再結合中心 II につかまった正孔の数 p_2 についての rate equation を考えると次の諸式が導ける。

$$\frac{dn}{dt} = f_1 - n p_2 S_{np_2} \dots \dots \dots (3.1)$$

$$\frac{dp}{dt} = f_1 + f_2 - p S_{pp_1} (N_{p_1} - p_1) - p T_{pp_2} (N_{p_2} - p_2) \dots \dots \dots (3.2)$$

$$\frac{dp_1}{dt} = p S_{pp_1} (N_{p_1} - p_1) - f_2 \dots \dots \dots (3.3)$$

$$\frac{dp_2}{dt} = p S_{pp_2} (N_{p_2} - p_2) - p_2 n S_{np_2} \dots \dots \dots (3.4)$$

ここで f_1, f_2 は Bias 光および赤外光によって単位時間に伝導帯および充満帯に励起される電子および正孔の数、 S_{np_2}, S_{pp_2} は電子と hole trap I および再結合中心 II につかまった正孔との再結合確率、 S_{pp_1}, S_{pp_2} は自由正孔が I, II の中心につかまる確率、 N_{p_1}, N_{p_2} は中心 I, II の全数を表わす、また carrier の間には

$$n = p + p_1 + p_2 \dots \dots \dots (3.5)$$

なる関係が成立する。この際自由正孔と自由電子との直接再結合は少ない。また I, II 両中心間の直接遷移確率も少ないとして以後の計算から落とす。もちろん赤外線の照射をしない前では $f_2 = 0$ であり、そのときの定常電流は式 (3.1) より

$$n_0 = \frac{f_1}{p_{20} S_{np_2}} \dots \dots \dots (3.6)$$

より求まる。 p_{20} はそのとき再結合中心 II につかまっている正孔の数である。つぎに赤外線の重畳により p_2 がこの平衡値 p_{20} よりずれ、赤外線により単位時間に充満帯に励起される正孔の数 f_2 に比例して増すとすると、すなわち、

$$p_2 = p_{20} + \alpha f_2 \dots \dots \dots (3.7)$$

とすると式 (3.1) は

$$\frac{dn}{dt} = f_1 - n (p_{20} + \alpha f_2) S_{np_2} \dots \dots \dots (3.8)$$

となり、この解は、

$$n = \frac{1}{(p_{20} + \alpha f_2) S_{np_2}} \{ f_1 - e^{-(p_{20} + \alpha f_2) S_{np_2} t} \} \dots \dots \dots (3.9)$$

と表わされる。そして $t \rightarrow \infty$ としたときの安定値は

$$n = \frac{f_1}{(p_{20} + \alpha f_2) S_{np_2}} \dots \dots \dots (3.10)$$

である。

一方、電流 j は電子の易動度を μ 、電界強度を E とすると

$$j = e \mu n E \dots \dots \dots (3.11)$$

であるから、 E の変化に対する電流の変化は

$$\frac{dj}{dE} = e \mu n \left(1 + E \frac{d \ln \mu}{dE} + E \frac{d \ln n}{dE} \right) \dots \dots \dots (3.12)$$

となる。電界強度が弱いときは μ は E によらないから $\frac{d \ln \mu}{dE}$ は 0 である。一方 n は式 (3.10) にて S_{np_2} が前述のような機構を考えれば E によって変わるので、電流-電界強度曲線は linear からややずれることになる。すなわち

$$\frac{dj}{dE} = e \mu n \left(1 + E \frac{d \ln n}{dE} \right) \dots \dots \dots (3.13)$$

と書ける。ただし実験の示すようにある critical な電界強度 E_c 以下では n は E によらない。

n の電界依存性は S_{np_2} が電界に依存することより生じるのであるが、この原因として p_2 がある critical な値 p_{2c} をこえ、同時に電界が E_c 以上のときには S_{np_2} がふえて最初の値 r_1 より変化する。

たとえば

$$\left. \begin{aligned} S_{np_2} &= r_1 (\text{constant}) & p_2 &\leq p_{2c} & E &< E_c \\ S_{np_2} &= r_2 (E - E_c)^\alpha & p_2 &> p_{2c} & E &> E_c \end{aligned} \right\} \dots \dots \dots (3.14)$$

と書けるとすると式 (3.10) は、

$$n = \frac{f_1}{p_{2c} \cdot r_1 + (p_2 - p_{2c}) \cdot r_2 (E - E_C)^\alpha} \dots\dots\dots (3.15)$$

となる。実験の結果より

$$p_2 = p_{2c} + p_{2a} \sin \omega t \quad (p_{2c} - p_{2c'} < p_{2a}) \dots\dots\dots (3.16)$$

と考えられるので式 (3.15) は、

$$n = \frac{f_1}{p_{2c} \cdot r_1 + p_{2a} \sin \omega t \cdot r_2 (E - E_C)^\alpha} \dots\dots\dots (3.17)$$

として n が振動していることを表わす。ここで実験の結果を参照して ω は

$$\omega = \frac{g(f_1, f_2)}{(E - E_C)} \dots\dots\dots (3.18)$$

なる性格をもつ関数として考えられなければならない。そして g は f_1, f_2 が強くなると ω が大きくなるような性質をもっている。

いま赤外線強度が弱いときは p_2 は p_{2c} に達せず、強すぎると p_{2c} をはるかにこえた値となる。逆に bias 光が弱いときは p_{2c} をこえた状態になりやすく、光が強すぎると p_2 が p_{2c} に達しない。したがって p_2 の数が p_{2c} の近辺で p_{2c} をこえたり、またそれより減ったりするのを繰返すような状況を満足するように bias 光と赤外光の強度が調節され、印加電界強度も適当に強くなって E_C をこえてなければならないことが本振動発生の条件と考えている。

最後に現在までに報告されている各種の低周波発振の機構について二、三あげてみると、S. I. Shakhovtsova et al[(1) (2) (3) (4)] は CdS, CdSe のパルス発振の機構として次のような model を提示している。

光励起によって trapping level は満されてゆき、この密度がある値に達すると avalanche-type の励起が始まる。すなわち trap から conduction band に electron が励起され、これによって current が増大し、この結果 Joule heating によって結晶の温度が高められ、electron が trap から conduction band に移行しやすくなる。次にある時間の後に trapping center は空になり、これらの移行した free electron が再結合してしまうと current はふたたび最初の状態に回復するが、光が連続照射されているから、ふたたびうえて述べた process がくり返されて発振は継続されることになる。

この考え方は彼等の実験が非常に高電流のパルス (170~200 V で max 0.1 A) を得ているから当を得ているとも考えられる。また彼等は同じ試料で負性抵抗を観測しているが、発振はこの負性抵抗領域ではみられず、負性抵抗の消失する領域で発振を得ている。したがって一応この type の発振と負性抵抗は関係なきさうである。

Kurova and Kalashnikov⁽⁵⁾ は n -Ge で低周波発振を観測し、この原因として majority carrier (electron) が acceptor level に

捕獲される process で発振が build-up されるとし、これを recombination instability なる言葉で表現している。一方 Kulshreshtha and Yunovich⁽⁶⁾ は熱励起電流のピークで発振が build-up されることを観測し、したがってこのピークに相当する energy をもつ center が発振にも直接関係しているとし、recombination instability の説を支持している。また Bonch-Bruevich et al⁽⁷⁾ は majority carrier の捕獲確率の電場依存性から負性抵抗および instability が導かれることを理論的に証明している。われわれも発振状態の結晶の光吸収を測定し high field domain の有無を調べたが実験にはかからなかった。

また測定電圧 0~300 V (電場で 0~3,000 V/cm) の範囲では負性抵抗は観測されていない。一方発振周波数が $f = KV^{-\alpha}$ で示されることも考え合わせると、われわれの場合の発振機構としては negative resistance を伴った high field domain の生成および運動に起因したものではなく、recombination instability type の発振と考えられる。

4. む す び

以上低周波電流振動について検討したわけであるが、われわれの実験は、発振の mechanism が結晶中に存在する deep level に起因する recombination instability type の振動であることが示された。またこの現象が infrared-quenching に直接関係した現象であることから、recombination type の発振の可能性は十分大であるといえる。

今後の課題は低周波から高周波にまたがる発振機構を、いかにして統一させて説明するかという点にかかっていると思う。今後はこの線にそって研究を進める予定である。最後にこの研究に際し多大のご指導をいただいた阪大工学部 大石教授ならびに同研究室のかたがたに深く感謝の意を表します。

(昭 42-1-20 受付)

参 考 文 献

- (1) I. D. Konozenko : Sov. Phys. -Solid State, 4, 833 (1962)
- (2) I. D. Konozenko : Sov. Phys. -Solid State, 5, 1,971 (1964)
- (3) S. I. Shakhovtsova : Sov. Phys. -Solid State, 7, 214 (1965)
- (4) S. I. Shakhovtsova : Sov. Phys. -Solid State, 6, 2,022 (1965)
- (5) I. A. Kurova : Sov. Phys. -Solid State, 5, 2,359 (1964)
- (6) Arun P. Kulshreshtha : Sov. Phys. -Solid State, 8, 287 (1966)
- (7) V. L. Bonch-Bruevich : Sov. Phys. -Solid State, 7, 599 (1965)

溶媒による高分子の改質

柴山 恭一*・児玉 峯一**・地大 英毅**

Solvent Modification of Polymers

Central Research Laboratory Kyoichi SHIBAYAMA・Minekazu KODAMA・Eiki JIDAI

An investigation was made on historical effect of solvent produced on the properties of solid polymers which had coexisted with the solvent and underwent a treatment of being freed from it. The solvent effect is found conspicuous for linear polyalkylmethacrylate in the region of glass to rubber transition. An experiment was further carried out on chemically crosslinked network polymers to pursue mechanisms of the solvent effect. Glass transition phenomena and mechanical properties were studied on preswollen networks which had been formed in the presence of the solvents. Lowering of the transition region, reduction of chain entanglement and increase in specific volumes are found to be brought about by preswelling. These results are likely caused by topological conditions of polymer networks.

1. ま え が き

高分子と溶媒は深い関係にある。高分子を低分子原料から製造するときの化学反応が溶媒中で行なわれる場合があり、また生成した高分子の精製は、いったん溶媒に溶解した後に再沈殿の方法で行なわれることが多い。また高分子を材料として使用する際の最終の姿は、多くの場合固体であるが、目的とする形状をとらせるための加工法として、高分子に流動性のある液体状態をとらせることが広く行なわれる。その方法としては、加熱融解や低重合状態を中間的に利用する場合も含まれるが、溶媒によって高分子を溶解させるのが最も一般的な手段である。実際的な例としては、塗料や接着剤をはじめ湿式法による紡糸やフィルム製造などがある。

実用上の問題からはずれるが、高分子の性質を理解するための基礎を与えるのは1本の分子鎖の性質であり、これを研究するためには、分子鎖の間の相互作用が理想的に小さい希薄溶液が対象とされる。分子鎖の集合体である巨視的な大きさの高分子の性質に対する最初の攻めは、理想的に規則的な集合状態である単結晶に対してなされる。単結晶の作成は、希薄溶液の徐冷によって行なわれるのが一般的である。

以上のように各種の場合において高分子と溶媒の系が研究対象になるわけであるが、そこでの中心課題は高分子と溶媒の相互作用である。希薄溶液に関してはすでに多くの研究があり、濃厚系(可塑化、膨潤など)についても別の機会にわれわれの見解をのべた⁽¹⁾⁽²⁾。これらは高分子と希釈剤(溶媒)が混合して共存する場合であるが、もう一つの問題として、高分子・希釈剤混合系から希釈剤を蒸発などでとり除いた後の高分子の構造や性質に、希釈剤がどのような影響をのこすかということが考えられる。溶媒が高分子と化学的な反応を行なわない不活性なものであるかぎり、第一近似としては、溶媒が除かれた後には何の影響をも残さないと考えるのがふつうであった。しかし詳しい研究によって、各種の性質が過去における希釈剤の存在の影響をうけることが明らかになった。そして、希釈剤はそれが除かれた後の高分子構造に何らかの固定した足跡をのこすものと考えられるようになった。ここで、希釈剤は高分子と化学的に反応するものではないから、1本ずつの分子鎖に関しては効果をのこすことはなく、分子鎖の集

合状態に影響を与えるものと考えられる。分子鎖の集合状態としては、理想的に規則的な単結晶と、理想的に無秩序な完全無定形の両極端がある。前者に関しては、結晶の形態学的条件におよぼす単結晶生成時の溶媒効果としてかなりの研究が積み重ねられている。この場合結晶内部に溶媒を含むことはまれで、溶液相から結晶が析出するときの条件として溶媒の種類や濃度が影響するわけであるが、無定形状態では全く異なる事情が考えられる。無定形高分子固体は凍結された液体構造をもつ一種のガラスであって、溶液状態を保ったままでガラス化することができる。ガラス状態では分子鎖の再配列は生じないから、この状態にある溶液から溶媒をとり去れば、単純な未希釈高分子とは異なった分子鎖の集合状態が実現され、各種の物性に大きな変化をもたらさうと考えられる。

このようなことがらは実用的な面でも問題となりうるもので、たとえば非反応型の塗料や接着剤を溶剤の蒸発によって固化させる場合、蒸発の進行とともに系のガラス転移温度は上昇し、後期にはガラス状態で溶剤の除去が行なわれることになり、溶剤の種類や組成によって単に巨視的な外観だけでなく内部構造的に差を生じ、固化後の高分子の性質に影響をうける可能性がある。非反応型の熱可塑性高分子の場合には、このような効果は高温処理(焼鈍)によって大部分失なわれるであろうが、溶剤の蒸発とともに三次元化が進行する熱硬化性高分子の場合は、効果の大部分が永久的にのこる可能性がある。

以下に無定形高分子において溶媒の足跡がどのような効果をもち、そしてその足跡の実体がどのような構造要因に関するものであるかを研究した結果をのべる。

2. 線状高分子

ポリメタクリル酸エステルについて、加圧成形後高温で焼きなましたもの(A)、酢酸エチルに溶解後ガラス板に塗布し、室温で長時間真空処理したもの(B)、およびキシレンに溶解後Bと同様に処理したもの(C)の3種類の板状試片を作成し、それぞれの力学的性質を測定した。

高分子は、その力学的性質において顕著な粘弾性を示すことが知られている。外部刺激が小さい範囲では線形の挙動を示し、機形的には図2.1のように表現される。正弦的な変形に対して弾性率Gは式(2.1)のように書かれる。

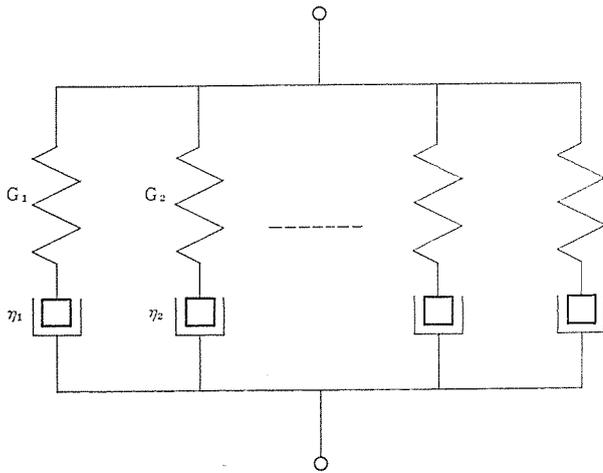


図 2.1 力学的性質の模形的表示
Fig. 2.1 Model representation of the mechanical property.

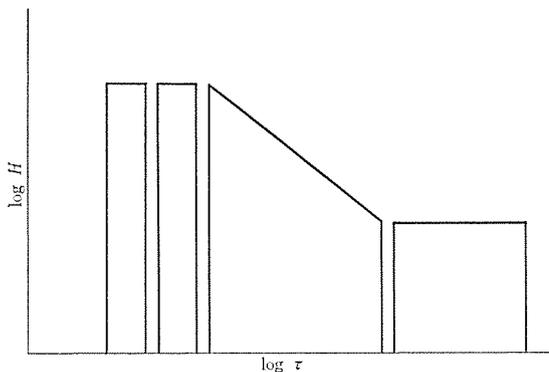


図 2.2 無定形高分子の緩和スペクトル
Fig. 2.2 Relaxation spectrum of amorphous polymers.

$$\left. \begin{aligned}
 G^* &= G' + jG'' \\
 G' &= \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\omega^2 \tau^2 H(\ln \tau)}{1 + \omega^2 \tau^2} d \ln \tau \\
 G'' &= \int_{-\infty}^{\infty} \frac{\omega \tau H(\ln \tau)}{1 + \omega^2 \tau^2} d \ln \tau
 \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (2.1)$$

ここで ω は周波数, τ は緩和時間, H は緩和時間の弾性率に関する分布関数 (緩和スペクトル) である. H の内容には多くの高分子に共通した傾向があり図 2.2 のように模式的に表わされる.

中央にくさび形の部分があり, これより長時間側に箱形の部分がある. これらについては, よく研究されていて分子論的な説明があるていど進んでいる. くさび形の部分は分子鎖セグメントの拡散運動 (マイクロブラウン運動) の反映であり, 箱形の部分は分子鎖の間の二次的結合のすべりによるマクロブラウン運動に基づくものである. くさび形の部分のさらに短時間側に強度の高いスペクトルがいくつか存在する. これらについての知識は, まだ完全なものとは言えないが分子鎖の局所的な運動によると考えられている. 図 2.2 のようなスペクトルは, ある仮定の下に異なる温度での測定結果をつなぎ合わせるようにして推定されたもので, スペクトルの全域をカバーするような広い時間範囲の測定が直接に行なわれたわけではない. またスペクトルの分布する範囲は, 10^{10} 以上におよびわれわれの感覚がふつうに対象とする連結した時間範囲に比べてはなはだ広い. したがって定性的な議論のためには, 周波数一定で温度を変えた測定結果について考える方がより明確な物理像をえがくことができる. 測定の時間尺度一定で温度を変化させた場合, 各種の運動機構に関する緩和時間の温度依存性のために $\omega\tau \approx 1$ の付近で粘弾性分散が観察される.

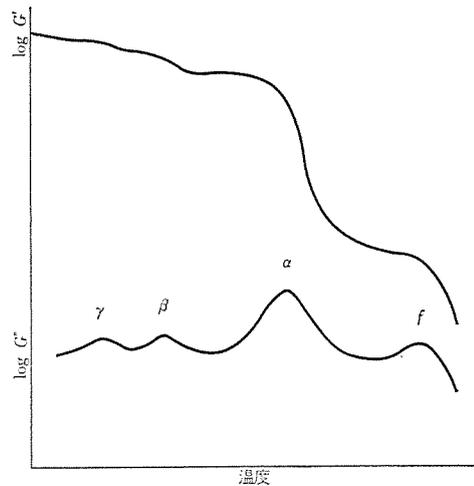


図 2.3 無定形高分子の力学的温度分散
Fig. 2.3 Mechanical temperature dispersion of amorphous polymers.

無定形高分子の場合一般に図 2.3 のような傾向が見られる. β および γ 分散は側鎖の回転や主鎖の局所的なねじれ振動などによる副分散, α 分散は主鎖セグメントのマイクロブラウン運動による主分散, f はマクロブラウン運動による流動分散である. 固体として問題になるのは α , β および γ 分散であるが, 基礎的な検討がよく行なわれているのは主分散域である.

主分散域はガラス領域とゴム領域の中間にある. ガラス状態では副分散で示される局所的運動以外は凍結されている. 一方ゴム状態では主鎖結合のまわりの回転が自由に生じ, セグメントのマイクロブラウン運動は測定の時間尺度に比べて十分速く起こっている. ゴム状態では分子鎖のとりうる各種の形態の可能な数によって定まる配置エントロピーが, 変形によって変化することから生じる熱弾性を示す. 温度が下がるか測定の時間尺度が短くなると, 分子鎖の運動に対する媒体 (分子鎖の相互作用) からの抵抗が粘性的に働くようになり, ガラス転移温度 (主分散の下限) では凍結されるに至る. この領域でのセグメントの運動性は緩和時間の温度依存性から知ることができ, 多くの研究の結果, 運動性を直接支配するのは温度ではなく自由体積量であることが示されている. 自由体積は, その中でセグメントの重心の位置を変える運動が, 自由に行なわれる分子鎖によって占められていない体積である. 緩和時間 τ の温度依存性は WLF 式とよばれる式 (2.2) によって与えられる.

$$\log \frac{\tau(T)}{\tau(T_g)} = - \frac{(B/2.303 f_g)(T - T_g)}{f_g \alpha_f + (T - T_g)} \dots\dots\dots (2.2)$$

ここで T_g はガラス転移温度, B は 1 ていどの定数, f_g は T_g における自由体積分率, α_f は自由体積の温度係数である. f_g の値は高分子の種類によってあまり変化せず, ある値の自由体積量において分子鎖の形態を変える運動, 言い換えればセグメントの再配列運動の緩和時間はわれわれの手に届かないほど永くなることが示されている.

多くの無定形高分子はこのような共通した一般的傾向をもっており, 高分子の種類による差つまり分子鎖の個性はその分子鎖がある温度域でもつ自由体積の量によって大きくは定まる. 平均的な自由体積量によって定まるのは分散の位置と T_g であり, さらに詳しくは分散の形を考える必要がある. 分散の形については, 自由体積の分子鎖に沿った分布が大きな影響をもつことが知られている⁽³⁾⁽⁴⁾.

測定は図 2.4 のように試片に正弦的な縦変形を与え, 動的応

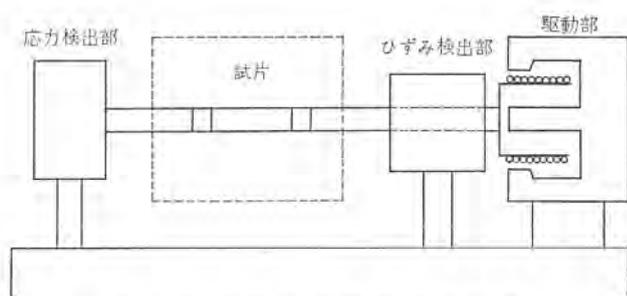


図 2.4 力学的性質の測定装置
Fig. 2.4 Apparatus for measuring the mechanical property.

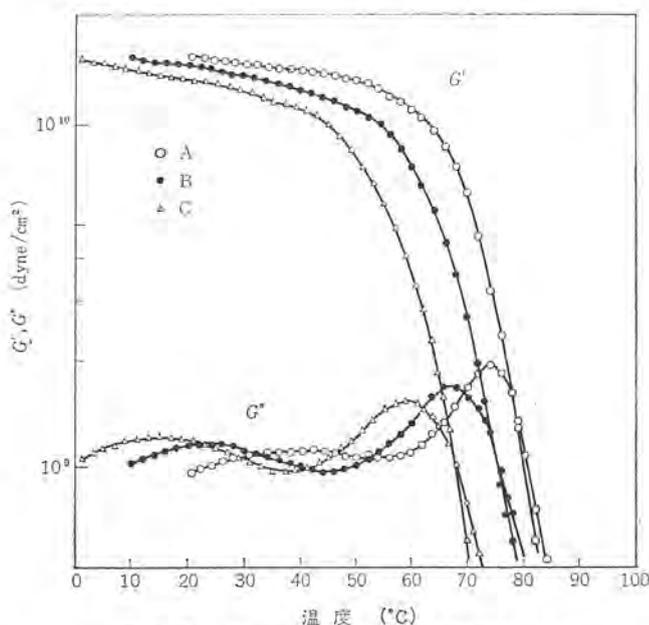


図 2.5 ポリメタクリル酸エステル の温度分散
Fig. 2.5 Temperature dispersion of polyalkylmethacrylate.

力と動的変形の位相差およびそれぞれの大きさを求める方法によって行なった。

結果は図 2.5 に示したように溶媒処理によって明らかに異なった挙動を示す。E' 曲線には 2 個の吸収極大が認められ、高温側が主分散で低温側はアルキル側鎖による副分散と考えられる。溶剤処理を行なった B, C の試料では α 吸収は低温側へ移行し、同時に吸収極大値が低下しプロードになる。また溶媒の種類によって効果の大きさがかなり異なっている。B 吸収は α 吸収の移動よりも大きく低温側へ移行し、吸収極大はわずかであるが増加する傾向が認められる。溶媒処理を行なった後に微量の溶媒が残る可能性については十分注意し、繰返し減圧処理を行なっても図 2.5 の挙動の変らないことと、NMR 吸収線に溶媒による鋭い吸収が認められないことを確めた。

このように広い温度範囲の性質に影響を与える溶媒の足跡は、1 章でのべたように分子鎖の集合状態についてのこされたものであろう。たとえば溶媒分子が離脱した後に微視的なポイドをのこすというような機構を最初に考えることができるが、それがどのようにして固定化し、上述のような主分散と副分散に対する影響として現われるかについては現在までの知識では解答が得られない。

無定形高分子固体は、化学的な橋かけ結合がない線状高分子でも、分子鎖のからみ合いや二次的な分子間の結合が網目結合となって三次元的な網目構造体として存在すると考えられる。したがって、溶媒ののこす効果についても網目構造との関連において調

べることが必要である。線状高分子では、網目結合点からみ合いなどの高温や長時間尺度での測定に対して不安定な結合によってできていること、その網目結合に関して人為的な改変を加えることが困難がある点が、研究を進めるうえでの障害となるであろう。

3. 網目高分子

2 章でのべたように、溶媒の足跡は高分子固体の網目構造の中にのこされると考えられるが、さらに詳しい内容に関しては安定な網目構造をもつ系に対して調べる必要があろう。化学的な橋かけ結合をもつ網目高分子はこの要請に答えるものであり、また熱硬化性樹脂として実用的な重要性からも興味がある。

ここで網目構造を表現するための要因について整理しておこう。まず第 1 は単位体積または単位重量中に存在する網目結合の数つまり網目密度であって、これは 2 個の橋かけ結合の間にはさまれた分子鎖(網目鎖)の長さの逆数に比例する。第 2 は網目鎖となる分子鎖の種類であって、2 章でのべたように分子鎖の個性は自由体積の分布と密接な関係があると考えられるので、これを網目の空間的ひろがりともよんでもよい。第 3 にはからみ合いなどの二次的な分子間結合であって、からみ合いは橋かけ系では図 3.1 のように近接した橋かけ結合によって永久化されるものが多いと考えられる。このようなからみ合いをトポロジカルなからみ合いとよぶことにする。

網目高分子において 2 章と同様な意味での溶媒の効果を知るためには、溶媒の存在下で網目を形成させた後に脱溶媒した系について調べればよい。これを前膨潤網目とよぶ。前膨潤網目についてはこれまでにいくつかの研究がある。Lloyd⁽⁵⁾らはビニル・ジニル共重合体について膨潤挙動を調べ、低い網目密度では良溶媒について前膨潤の効果が現われ、高い網目密度では溶媒の良否に無関係に前膨潤の効果がみられることを知った。また大きなアルキル側鎖をもつ場合には、未希釈で作られた網目も前膨潤網目と同様な挙動を示し、側鎖が内蔵希釈剤(built in diluent)としての効果をもつことを指摘した。Prins⁽⁶⁾らは酢酸セルロースを各種濃度の溶液状態で橋かけして得た網目の膨潤挙動を調べた結果、網目に固有なトポロジカルな制限のために分子鎖の末端間距離がガウス分布でなく、たとえば x 成分に関し式(3.1)のような分布を仮定することにより実験結果を説明しうることを示した。

$$\omega_x(x)dx = c|x|^n \exp[-bx^2]dx \dots \dots \dots (3.1)$$

式(3.1)で n が 0 のときガウス分布になり、橋かけ前の高分子の濃度が低いほどトポロジカルな制限が少なく n は小さくなる結果を得た。

Tobolsky⁽⁷⁾⁽⁸⁾らは Lloyd らと同様の試料についてゴム弾性を調べ、フロントファクタと弾性率が前膨潤によって小さくなることを認めた。フロントファクタは理想ゴム弾性からのはずれを示す係数であり、これが小さいことはより理想的な網目が前膨潤によって形成されることを意味し、弾性率の低下はトポロジカルなからみ合いが少ないためと考えられる。小さな分子内閉環の生成が寄与している可能性がある。

以上の膨潤挙動やゴム弾性の研究は、いずれもセグメントのミクロブラウン運動の十分活発な状態での平衡的な挙動についてであって、2 章でのべたセグメント運動の凍結される領域や緩和の著しい転移域での挙動に関しては、直接的な参考にはならない。この点を明らかにする目的で行なったわれわれの結果を以下にのべる。

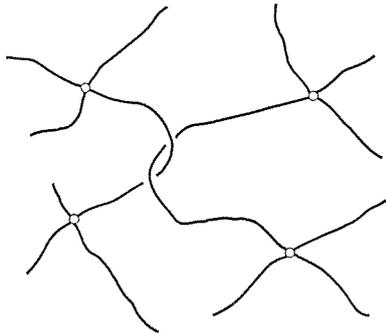


図 3.1 分子鎖のトポロジカルなからみ合い
Fig. 3.1 Topological entanglement of molecular chains.

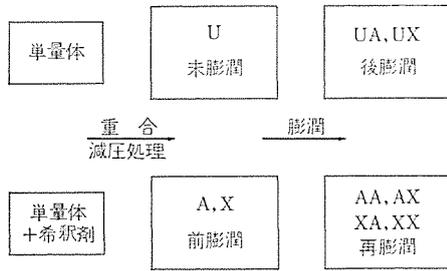


図 3.2 試料群の構成
Fig. 3.2 Sample arrangement.

2章でのべたように副分散についても溶媒効果が顕著であったが、以下のように現在までに得られているのは主分散について検討した結果がおもなものである。試料はスチレン (St), メチルメタクリレート (MMA) と橋かけ剤として少量のジビニル単量体, 希釈剤の共存および未希釈の条件で重合後減圧にして未反応物および希釈剤を完全に除去した。試料は図 3.2 のように 4 群 9 系列からなる。希釈剤としては n 酢酸アミル (A) とキシレン (X) を用いた。未膨潤 (U) は未希釈で重合したものである。前膨潤は希釈剤の存在下で重合後希釈剤を除いたもので希釈剤の種類により A および X と略記する。後膨潤は U を単に膨潤したもので希釈剤の種類により UA および UX と略す。再膨潤は前膨潤試料をふたたび膨潤したもので、希釈剤の種類により AA, AX などと略記する。これらの各系列には 4 ~ 6 種の St・MMA 比の異なる試料が含まれる。

測定は力学的性質のほか比体積の温度変化を求めた。それらの結果から弾性率の温度依存性に対する Tobolsky⁽⁹⁾ 式および WLF 式を用いて特性パラメータ⁽¹⁰⁾を求めた。

図 3.3 に未膨潤および前膨潤網目の比較を示した。T_g はガラス転移温度、f₀ は T_g における自由体積分率、ν は網目密度 (ゴム弾性率から計算したものでからみ合いの寄与を含む)、h は Tobolsky 式に現われる粘弾性分散の鋭さを示す係数である。前膨潤網目は未膨潤に比べこれらの数値がすべて小さいことが認められる。

2章でのべた分散域の低下とここで得た T_g の低下とはよく対応し、同様な機構によるものと考えられる。ただ前膨潤網目では、高温に加熱してもこの効果は変わらずのこることから網目に永久的に固定した影響を与えていると考えられる。分散域または T_g が低下する原因は f₀ が小さいことにより、より小さな自由体積量まで分子鎖の再配列運動が可能な網目構造が実現されていることになる。h に対する影響もこのような網目構造上の相違に起因しているものと考えられる。ν が減少することに対しては、からみ合いの減少と弾性的に有効でない小さな分子内閉環の形成が考えられるが、それらがどの程度に寄与しているか、また

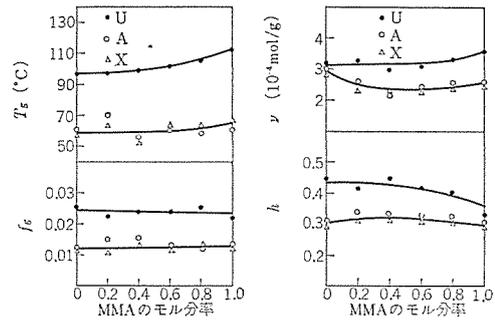


図 3.3 特性パラメータと共重合組成の関係
未膨潤と前膨潤網目
Fig. 3.3 Characteristic parameters vs. copolymer composition.
Unswollen and preswollen networks.

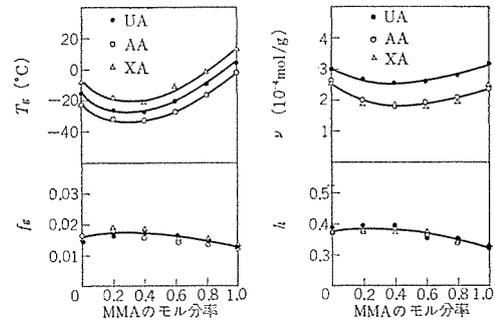


図 3.4 特性パラメータと共重合組成の関係
n 酢酸アミル中の後膨潤と再膨潤網目
Fig. 3.4 Characteristic parameters vs. copolymer composition.
Postswollen and reswollen networks in n-amyl acetate.

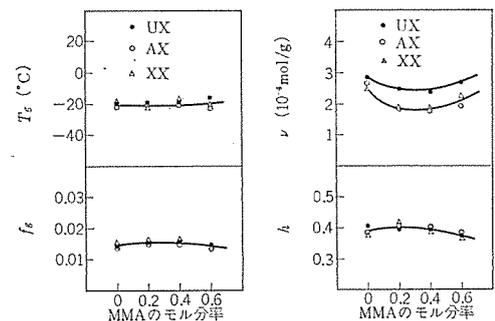


図 3.5 特性パラメータと共重合組成の関係
キシレン中の後膨潤と再膨潤網目
Fig. 3.5 Characteristic parameters vs. copolymer composition. Postswollen and reswollen networks in xylene.

f₀ や h に対する影響と関係があるかどうかはこの段階で不明である。また図 3.3 でわかるように T_g, ν については、MMA 含有量の多いほど前膨潤の効果が大きく、h は逆に St 含有量の多いほど前膨潤の効果が著しい。この共重合組成依存性は網目の構成要素である分子鎖の種類による効果であると考えられる。またそれぞれの数値の絶対値を見ると前膨潤の方が未膨潤より一般に共重合組成依存性が小さい。このことから前膨潤ではより理想的な網目が形成され、分子鎖の個性は、希釈剤が存在せず分子鎖間または分子鎖と未反応単量体との相互作用が強く働いて形成した未膨潤網目において著しく現われるものと考えられる。

図 3.4 に酢酸アミル中で後膨潤および再膨潤したものの比較を、図 3.5 にキシレン中で後膨潤および再膨潤網目の比較を示した。いずれの希釈剤の場合も T_g, f₀, h および ν は、後膨潤と再膨潤

の間には未膨潤と前膨潤の間に見られたような著しい差はなくなることがわかる。これは最初へのべた希釈剤がのぞかれた後にも希釈剤の効果が網目に固定してのこるといふ考えの裏付けになることである。希釈剤の種類による差の中で著しいのは T_g であって、酢酸アミルによる後膨潤・再膨潤の場合は、網目形成時の条件（未膨潤か前膨潤かおよび前膨潤に用いた希釈剤の種類）に依存するが、キシレンによる後膨潤・再膨潤の場合には、網目形成時の条件に無関係に一定値を示す。この結果は希釈剤による膨潤作用（高分子と共存状態）の差によるもので、希釈剤分子の屈曲性（内部回転の自由度）によるところが大きいと考えられる。キシレンは膨潤前の網目のもっていた個性が失なわれるような膨潤作用をもっている。

以上の結果の中で未解決にのこされている重要なことは、1) 前膨潤網目で ν が小さい理由、2) 前膨潤網目で T_g したがって分散域が低下する原因となっている f_g が小さい理由、の2点である。化学的な橋かけ効率が希釈剤の存在で大きな影響をうけない⁽⁷⁾とすれば、未膨潤と前膨潤における ν の差は二次的な分子間結合が前膨潤網目では少なくなっているためと考えられる。そして後膨潤と再膨潤の間には ν の差がなくなることから、この分子間結合は溶媒によって可逆的に解離する性質のものであると推定される。また ν は弾性率から計算されたものであるから、この分子間結合は高温のゴム状態まで加熱しても熱的には解離しないものである。このような挙動を示す分子間結合の本質について知ることが、ゴム弾性挙動に関して前膨潤の効果を明らかにするために必要である。

これまでの考察の対象とした ν の値は1%以下の微小変形の弾性率から計算されたものである。分子間結合に関しからみ合いが何らかの役割を果たしているとするれば、大変形での挙動を調べることに関心をもたれる。ゴム弾性の統計理論によれば、大変形時の応力と伸長の関係は式(3.2)で与えられる。

$$f = \frac{3RT}{\nu}(\alpha - \alpha^{-2}) \dots\dots\dots(3.2)$$

ここで f は初期断面積当たりの応力、 R は気体定数、 T は絶対温度、 α は伸長率である。大変形下のゴム弾性挙動を調べた結果の一部を図3.6、3.7、3.8に示した。これらの図は式(3.2)にしたがってプロットしたもので直線関係が正常なものとして期待される。図3.6の未膨潤と前膨潤、図3.7、3.8の再膨潤の各試

料については測定範囲で直線関係が得られるが、後膨潤の場合では、低伸長での小さな傾斜の直線と高伸長での大きな傾斜の2本で表わされるような挙動を示す。したがって後膨潤の場合小変形では弾性的に有効でないが、大変形では弾性に寄与するような網目結合が存在すると思われるべきである。この網目結合は、図3.7、3.8の後膨潤網目の大変形域の傾斜が、未膨潤網目の傾斜にだいたい等しいことから、未膨潤網目では化学的な橋かけ結合と同等に弾性に寄与していたものであることが推定される。これらの考察から、未膨潤網目にはトポロジカルなからみ合いが数多く存在し、これらが希釈剤分子によって図3.9のようにゆるめられ、微小変形下では弾的に有効でなくなるのが希釈剤による解離の機構として考えられる。大変形においては、このようなからみ合いはふたたび弾性に寄与することも容易に理解できる。前膨潤網目ではこのようなトポロジカルなからみ合いが、わずかしこ生じていないことで弾性挙動についてこれまでのにのべてきた結果を説明することができる。

つぎに f_g が前膨潤網目で小さい理由であるが、この点について知るために比体積 v を調べた。比体積は占有体積 v_0 と自由体積 v_f とからなると考えられる。

$$v = v_0 + v_f \dots\dots\dots(3.3)$$

各系列の50°Cにおける比体積を比較すると図3.10のようになる。未膨潤に比べ前膨潤網目では比体積が大きい。 f_g の値から50°Cでの v_f を計算すると、前膨潤も未膨潤もだいたい等しい値が得られるので、 v_0 についても前膨潤網目が大きいことになる。これは前膨潤網目は未膨潤網目に比べ粗な充填状態にあることを意味し、また占有体積として見積られたものの中には、分子鎖の真の体積 (Van der Waals 体積 v_n) のほかに微視的な空隙(隙)が存在することが推定される。この微視的空隙をトラップされた自由体積 v_l とよぶことにすると、

$$v_0 = v_n + v_l \dots\dots\dots(3.4)$$

つまり前膨潤網目では v_l が大きいということである。図3.10でわかるように再膨潤・後膨潤によって系列間の v の差がなくなることから、 v_l 中には希釈剤分子が浸入することができるが、高分子鎖のセグメント運動には自由体積として有効ではないという意味で、トラップされた自由体積とよんだわけである。ふつう T_g 以上では高分子のセグメント運動が解放され、 T_g を境にそれ以下ではセグメント運動したがって分子鎖の再配列は凍結され

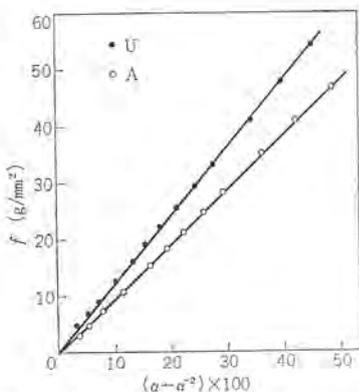


図 3.6 未膨潤および前膨潤網目の応力-伸長挙動 (150°C)
Fig. 3.6 Stress-extension behaviors for unswollen and preswollen networks.

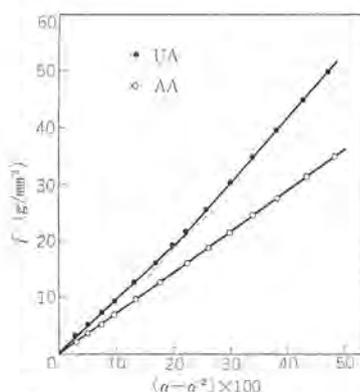


図 3.7 後膨潤および再膨潤網目の応力-伸長挙動 (25°C)
Fig. 3.7 Stress-extension behaviors for postswollen and reswollen networks.

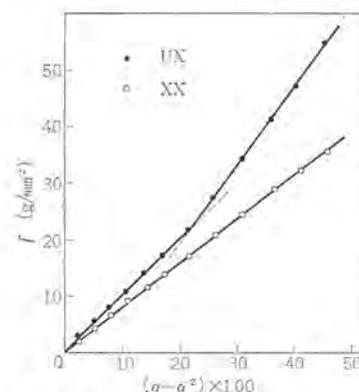


図 3.8 後膨潤および再膨潤網目の応力-伸長挙動 (25°C)
Fig. 3.8 Stress-extension behaviors for postswollen and reswollen networks.

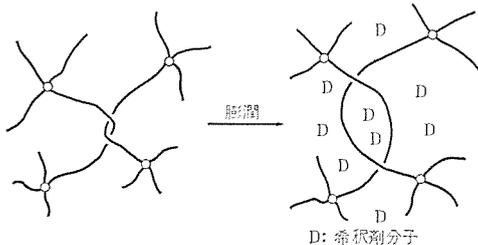


図 3.9 希釈剤分子によるトポロジカルなからみ合いの解離

Fig. 3.9 Schematic representation of the mechanism of diluent dissociation of topological entanglement.

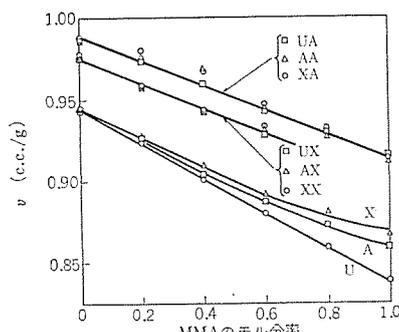


図 3.10 比体積と共重合組成の関係 (50°C)

Fig. 3.10 Specific volume vs. copolymer composition.

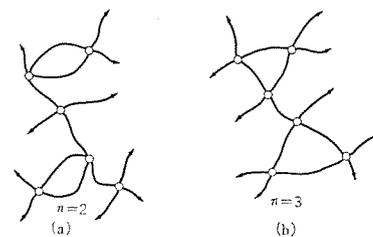


図 3.11 閉環中の網目鎖数の異なる網目

Fig. 3.11 Networks with different number of network chains in a closed loop.

ると考えられている。このような大まかな考え方からは、 v_l の大小は f_g したがって T_g に影響を与えないことになるが、ガラス転移はよく知られているように、温度軸上の明確な点で起こるものではなく、ある温度範囲にわたって漸次起こるものであるから、その原因となっているセグメント運動の規模も、ガラス転移域の下限に近い温度では、きわめて局所的なセグメントの再配列が行なわれるだけであろう。 T_g よりかなり高温でのセグメントの大規模な運動を支配する自由体積としては、 v_l が有効でなくとも局所的な再配列のための自由体積としては役立つ可能性がある。(この実験で求められた f_g は、高温側でのセグメント運動に関する知見から外ソウ(挿)的に得られたものであるから v_l を含まない。)このためにガラス転移域が低温側へ向けて広がったものと解釈することができる。図 3.10 で見られるように未膨潤と前膨潤の v の差(v_l の差になる)はMMAの量とともに増大しており、分子鎖の性質に依存することがわかる。ここで仮説的に採用した v_l のさらに詳しい内容や、それがどのようにして網目のトポロジカルな条件から生じうるのかについては、今後の研究課題として残されているわけであるが、たとえば次のような考え方も可能であろう。

無限の大きさの高分子網目は網目鎖を網目結合点で集合させることによって形成されている。このような網目上の1点から出発して、同一網目鎖上を2度以上通らない方法で順次網目鎖をたどって出発点にもどるような閉回路は、網目上に無数にえがくことが可能である。一つの閉回路の中にそれよりも小さい閉回路を含むものをのぞいた要素的な閉回路を閉環とよぶにすると、高分子網目はこの閉環を要素として構成されていると考えることも可能である。このように考えた場合、網目のトポロジカルな条件を表現するための要因は、局所的な不均一性を考慮せず平均的な記述が有効であるとして、

- (1) 網目結合点の数 j
- (2) 網目鎖の数 N
- (3) 一つの閉環に含まれる網目鎖の数 n
- (4) 閉環がたがいに入り組む確率
- (5) 結合点の官能基数
- (6) 未結合末端

などがまず考えられるべきである。(4)の閉環の入り組みによってトポロジカルなからみ合いが生じるわけでその効果については上述した。ここで新たな要因として(3)をとり上げて見る。図 3.11 は網目の一部について $j=6$, $N=17$ で $n=2$ および3の場合を模式的に示したものである。この部分網目中に含まれる閉環の数および外部へひろがってゆく網目鎖(矢印)の数などは、同等であるが両者の示す性質は異なるであろう。たとえば未希釈状

態で(b)は(a)に比べて、より膨張した構造をとりうる可能性がある。

前膨潤網目において、網目形成後脱希釈剤によって体積は収縮するが、未膨潤の状態まではいたらず希釈剤の除かれた後も v_l だけ膨張した構造を安定形としてのこすと考えられる。また前膨潤によって入り組みの少ない閉環ができるわけで、これと膨張した構造の両者の間に因果関係があるかも知れない。いずれにしてもこの膨張した構造は一種の空孔を含むような挙動を示すであろう。キシロン前膨潤網目は酢酸アミル前膨潤網目にくらべて脱希釈剤の際の収縮が少なく、より膨張した構造、言い換えればよりこわ(剛)い空孔をもつと考えられる。今後さらに実証的な知見をつむことが必要であるが、この推論はたとえば図 3.11 に示したようなトポロジカルな条件と関連する可能性がある。

4. む す び

高分子と化学的には反応しない溶媒が網目形成時に共存した場合、溶媒が除かれた後もその効果を網目に固定してのこすことが知られた。線状高分子では網目構造は一時的な分子鎖のからみ合いによって形成されているが、からみ合いが安定な温度域では溶媒の効果は固定してのこる。

これらの効果は塗装・接着など高分子を溶液の状態加工する場合に重要であるばかりでなく、無定形高分子の性質一般を理解するために重要な指針を与える。また溶媒の種類や脱溶媒の条件を調節することによって、得られた固体高分子の耐衝撃性や耐溶媒キレツ性などの性能が影響をうけることがわかってきた。実用上の問題とも関連して今後の研究を進めたい。

(昭 42-1-13 受付)

参 考 文 献

- (1) 柴山, 兎玉: 色材, 38, 31 (昭 40)
- (2) K. Shibayama, M. Kodama: J. Polymer Sci., A-1, 4 83 (1966)
- (3) 柴山: 高分子化学, 20, 221 (昭 38)
- (4) 柴山, 田中: 高分子化学, 21, 690 (昭 39)
- (5) W. G. Lloyd, T. Alfrey Jr.: J. Polymer Sci., 62, 301 (1962)
- (6) B. Bukherji, W. Prins: J. Polymer Sci., A-2, 4367 (1964)
- (7) M. C. Shen, A. V. Tobolsky: J. Polymer Sci., A-2, 2513 (1964)
- (8) Ditto A-3, 629 (1965)
- (9) A. V. Tobolsky: J. Am. Chem. Soc., 74, 3378 (1952)
- (10) 柴山: 高分子化学, 19, 543 (昭 37)

短絡同軸法によるVHFフェライト複素透磁率の測定

荒居 徹

Measurement of Complex Permeabilities of VHF Ferrites by means of Shortcircuited Coaxial Cavity Coupled With a Q-meter

Sagami Works Tohru ARAI

As the VHF ferrites undergo a marked development, the need on simplified measurement of their complex permeabilities $\mu_1 - j\mu_2$ somewhere about 100 Mc is keenly felt. There have been numerous methods of measurement in laboratories but a shortcircuited coaxial cavity coupled with a Q meter has come to be well commented as a handy process be fitting at the factory and yet is possessed of relatively high accuracy. In carrying out this measurement, however, distributional parameters play a very important role. This article emphasizes this point, gives an explanation of a simple method to determine the parameters and introduces equations of μ_1 and μ_2 with the parameters thus made available taken up, touching on other correction factors in brief.

1. ま え が き

VHF フェライトの開発が進むにつれて、100 Mc 前後におけるフェライトの複素透磁率 $\mu_1 - j\mu_2$ を簡便に測定する必要性が大きくなってきた。研究的な測定法は以前からもいろいろ行なわれているが、ここでは現場的な手軽さで、しかも比較的高い精度の得られる方法として、Qメータに取りつけられた簡単な短絡同軸空洞に、フェライトのトロイド状試料をそう入し、そう入前後の共振状態を比較する方法を取り上げる。

短絡同軸空洞を用いる測定法は目新しいものではないが⁽¹⁾、100 Mc 付近から上の周波数では分布インピーダンスの影響が大きくなるので、測定値の精度が急激に落ちてしまう。そこで分布インピーダンスを考慮に入れた適当な補正が必要となる。筆者等は分布インピーダンスの影響を、Qメータと短絡同軸空洞の中間に介在する等価四端子回路として計算にくりこむ方法を考え、好結果を得ているので以下で紹介する。この計算は一見複雑であるが、はじめから計算機にかけられることを前提にしていることを断っておく。

2. 短絡同軸空洞

2.1 同軸空洞の試作

同軸空洞の試作は数回にわたって行なったが、現在使用中のものは図2.1のような形状で、長さ100 mm、外側導体の内径31 mm、内側導体の外径9 mmである。内外導体間の支持物はテフロンで、短絡端は二重しめつけ方式となっており、金メッキした銅

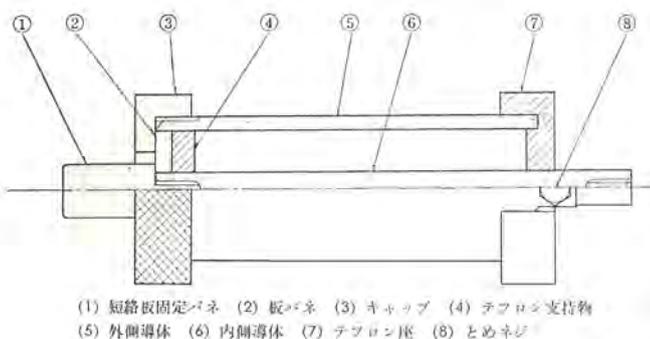


図 2.1 試作した同軸空洞
Fig. 2.1 Coaxial cavity built for trial.

ペリウム板が短絡板となっている。フェライト試料の出し入れは短絡端をはずして行なわれるので、しめなおしに対する同調点およびQ値の再現性がきびしく要求されるが、結果は非常に良好である。同軸空洞の材質は黄銅であるが、Q値の経時変化を押さえるため全面に金メッキをほどこしている。

このようにパネ板の短絡板を使っている点が、この同軸空洞の特長で、従来のインジウムアマルガムを使う方法などに比べると、短絡効果ははるかに確実であり、しかも内側導体と外側導体の長さが食いちがうような事情が生じた場合にも、確実な接触が期待できる。ただ、板パネの金メッキが、しめ付けをくりかえす間に損なわれていくので、適当な厚さの銀板を使う方法なども考えられる。

開放端ではリード部分の長さを極力削るため、内側導体の下側からネジ切りしてこれを直接Qメータ端子にねじこむ。

図2.2はこの同軸空洞をQメータに取りつけた状態である。図からわかるように外側導体はパネで接続している。

2.2 同軸空洞のブランクテスト

表2.1は前節に述べた同軸空洞をBoonton Type 190 A Qメータに接続して約200 ϕ \times 400の金属円筒をシールドとしてかぶせた場合に得られる共振特性である。測定周波数 F (Mc) は周波数カウンタにより正確に校正した。共振時の容量 C (pF) はシールドをほどこしたときと、しないときとでごくかすかにちがう。また、共振時のQの読みは、80 Mcではシールドによりほとんど変化しないが、240 Mcでは約2倍に上る。XQはQの読みに対する倍率である。そして Q_0 はQとXQの積に相当するものであるが、電子飛行時間が無視できないために二極管検波出力に生ずる誤差



図 2.2 Qメータに短絡同軸空洞を取りつけた状態。(空洞の下からのぞいているテフロン棒は試料取出し用である)
Fig. 2.2 View of coaxial cavity mounted on a Q meter terminal.

表 2.1 同軸空洞のブラックテストデータ
Table 2.1 Blank test data of coaxial cavity.

F(Mc)	C(pF)	Q	XQ	Qc	X ₁ (Ω)	R ₁ (Ω)
80	84.87	384	1.	377.3	22.13	0.0499
90	66.83	368	1.1	396.3	24.99	0.0532
100	53.92	385	1.1	413.4	27.88	0.0564
110	44.24	396	1.1	424.0	30.91	0.0605
120	36.99	377	1.1	438.0	33.90	0.0633
130	31.32	380	1.2	440.8	36.97	0.0682
140	26.82	384	1.2	444.2	40.10	0.0726
150	23.22	390	1.2	449.8	43.24	0.0761
160	20.25	392	1.2	450.9	46.51	0.0804
170	17.77	345	1.1	365.	49.91	0.1122
180	15.72	378	1.2	432.8	53.31	0.0938
190	13.90	372	1.2	425.	57.16	0.1007
200	12.40	367	1.2	418.3	60.91	0.1068
210	11.07	398	1.1	415.8	65.03	0.1115
220	9.86	384	1.1	400.5	69.78	0.1218
230	8.83	366	1.1	381.3	74.61	0.1347
240	7.86	355	1.1	369.3	80.45	0.1455

表 2.2 ブラックテストのデータと理論インピーダンスとの比較
Table 2.2 Comparison between blank test data and theoretical impedance.

(Mc) F	(Ω) Z ₀ tan βl	(Ω) X ₁ - Z ₀ tan βl	(Mc) F	(Ω) Z ₀ tan βl	(Ω) X ₁ - Z ₀ tan βl
80	12.43	9.70	170	26.42	23.49
90	13.99	11.00	180	27.97	25.34
100	15.54	12.34	190	29.53	27.63
110	17.10	13.81	200	31.08	29.83
120	18.65	15.25	210	32.64	32.39
130	20.20	16.77	220	34.19	35.59
140	21.76	18.34	230	35.75	38.86
150	23.31	19.93	240	37.30	43.15
160	24.87	21.64			

を考慮して補正してある⁽¹⁾。さらに X₁, R₁ は Q-メータ端子につなされた被測定インピーダンスのリアクタンス成分と抵抗成分とであって、やはり Q-メータの残留インピーダンス分だけ補正されている⁽²⁾。

なお、170 Mc の所で、あたかも吸収線であるかのように損失が増しているが、シールドに用いた金属円筒の影響と思われる。

2.3 分布インピーダンスの大きさ

よく知られているように短絡同軸線路の理論インピーダンス Z は次式により与えられる。

$$Z = jZ_0 \tan \beta l \quad \dots\dots\dots (2.1)$$

ここで、Z₀ は同軸線路の特性インピーダンスで

$$Z_0 = 138.06 \times \text{Log}_{10}(31/9) = 74.15 \quad (\Omega)$$

である。また、線路の長さ l は 100 mm であるから周波数 f に対し

$$\beta l = 12^\circ \times f \quad (f \text{ in } 100 \text{ Mc})$$

となる。これらを用いて Z を計算し、前節で求められた測定値 X₁ と比較したものが表 2.2 である。明らかに X₁ は Z の 2 倍前後に達し、理論インピーダンスと同程度の分布インピーダンスが存在することを物語っている。同軸空洞を注意深く製作しても、Q-メータの設計がこのような目的を考慮して作られていないため、これ以上あまり分布インピーダンスを減らせる見込みはない。そこでむしろ、初めから分布インピーダンスの存在を容認して解析を行なうほうが合

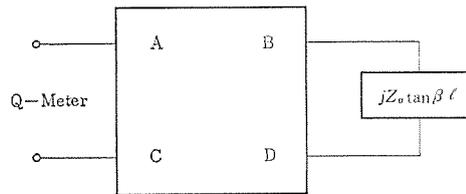


図 2.3 分布四端子回路のそり入
Fig. 2.3 Insertion of distributional four-terminal network between Q meter terminals and theoretical impedance of the cavity.

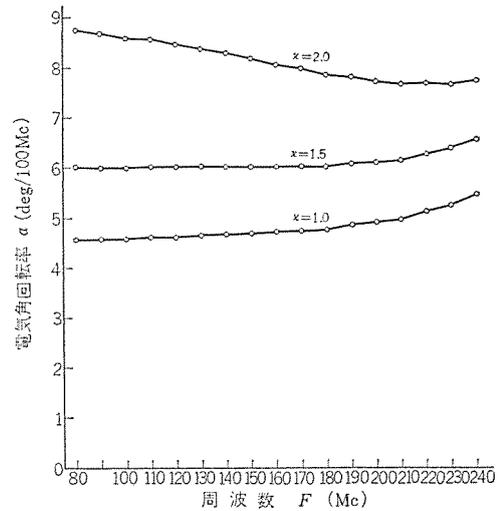


図 2.4 a の周波数特性
Fig. 2.4 Calculated frequency dependence of the parameter a for x=2.0, 1.5 and 1.0.

理的である。

分布パラメータの決定は結局 X₁ の周波数特性を最もよく説明できるように、Z と他の適当な定数とで等価回路を構成してみるという作業である。このような定数としては集中定数的な L, C を使うことも考えられるが、定数の決定が困難だけでなく発想自体に無理があるので、むしろ、次節に導入するような分布四端子回路を考えるとよい。言い換えると「分布パラメータが 3 μH である」とか「0.5 pF である」というような言い方をやめて、「分布インピーダンスはその特性インピーダンスが 100 オームで、電気角は 100 Mc あたり 10° 回転する」というような言い方に切り換えることになる。

2.4 分布パラメータの決定

図 2.3 のように同軸線路の理論インピーダンスと Q-メータ端子の間に分布四端子回路を入れる。ここに A, B, C および D は

$$\left. \begin{aligned} A &= \cosh \gamma l' \\ B &= Z_w \text{sh} \gamma l' \\ C &= Z_w^{-1} \text{sh} \gamma l' \\ D &= \cosh \gamma l' \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (2.2)$$

と与えられ⁽³⁾、Z_w は特性インピーダンス、γ は伝係数、l' は分布線路の長さである。これより、Q-メータ端子から見た合成インピーダンスは

$$jX_1 = \frac{jZ_0 \tan \beta l \cdot \cosh \gamma l' + Z_w \text{sh} \gamma l'}{jZ_0 \tan \beta l \cdot Z_w^{-1} \text{sh} \gamma l' + \cosh \gamma l'} \quad \dots\dots\dots (2.3)$$

と書くことができる。ここで簡単のため、次のように Z₀ による規格化を行なう。

$$x_1 = \frac{X_1}{Z_0}, \quad z = \tan \beta l, \quad \kappa = \frac{Z_w}{Z_0} \quad \dots\dots\dots (2.4)$$

さらに分布線路の損失を無視して

$$\gamma l = j \cdot af \quad (f \text{ in } 100 \text{ Mc}) \quad (2.5)$$

とおけば

$$x_1 = \frac{Z + \kappa \tan af}{1 - (Z/\kappa) \cdot \tan af} \quad (2.6)$$

と簡単化される。式(2.6)は Z_0 で規格化された合成インピーダンスであるが、適当な κ および a を与えることにより、 X_1 の周波数特性を非常によく説明することができる。図2.4は $\kappa=1.0, 1.5$ および 2.0 と仮定するとき、 $X_1/Z_0=x_1$ を式(2.6)にのせるために a としてどんな値を用いなければならないかを示すグラフである。明らかに $\kappa=1.5$ のとき a は広い周波数範囲にわたり一定となり、上に仮定したパラメータ κ, a の存在を物語っている。200 Mc以上では a が急激に大きくなり始めるが、これは式(2.6)の場合無視されている損失項の影響である。あとで導く μ, Q の計算式では a は消去されて κ だけが残るので、 a の変化はそれほど問題とならない。

3. 複素透磁率の計算

3.1 試料のそう入による理論インピーダンスの変化⁽⁴⁾

無損失同軸線路のインピーダンスは終端を短絡されたとき式(2.1)のようになるが、終端を短絡せずに Z_R なるインピーダンスをつないだときには

$$Z = Z_0 \frac{Z_R + jZ_0 \tan \theta}{Z_0 + jZ_R \tan \theta} \quad (3.1)$$

ここで $\theta = \frac{2\pi x}{\lambda_g} = \beta x$

と与えられる。 x はインピーダンスを測定する位置から終端までの距離である。上式によれば、同軸空洞の終端にフレイト試料を入れたとき開放端から見た合成リアクタンスは

$$Z + jZ_S = jZ_0 \cdot \frac{\mu \beta l + \tan \beta(l-t)}{1 - \mu \beta l \cdot \tan \beta(l-t)} \quad (3.2)$$

となる。ただし l は同軸線路の長さ、 t は試料の厚み、 μ は試料の複素透磁率である。他方、試料を入れないときは

$$Z \cong jZ_0 \cdot \frac{\beta t + \tan \beta(l-t)}{1 - \beta t \cdot \tan \beta(l-t)} \quad (3.3)$$

と書き直せるから、前後の差を取れば試料のそう入にもとづく理論インピーダンスの変化分 ΔZ_S は

$$\Delta Z_S \cong jZ_0 \cdot \frac{(\mu-1)\beta t \cdot \sec^2 \beta(l-t)}{1 - (\mu+1)\beta t \cdot \tan \beta(l-t)} \quad (3.4)$$

となる。

従来の考え方では、この ΔZ_S をさらに簡単化して

$$\Delta Z_S \cong jZ_0(\mu-1)\beta t \quad (3.5)$$

とおき、この ΔZ_S がQメータ端子において直接観測される、との立場がとられてきた。すなわち、試料そう入の前後にQメータ端子に現われるインピーダンス変化分を $\Delta Z_S = j\Delta X_S + \Delta R_S$ とすると、実数部と虚数部からそれぞれ

$$\left. \begin{aligned} \mu_1 - 1 &= \frac{\Delta X_S}{Z_0 \beta t} \\ \mu_2 &= \frac{\Delta R_S}{Z_0 \beta t} = (\mu_1 - 1) \frac{\Delta R_S}{\Delta X_S} \end{aligned} \right\} \quad (3.6)$$

が得られる。実際には、さらに試料の内外径 b', a' と同軸空洞の内外径 b, a が異なることにもとづく補正係数

$$K_1 = \frac{\log a/b}{\log a'/b'} \quad (3.7)$$

を ΔX_S および ΔR_S にそれぞれ乗じている。

しかしながら図2.3のように理論インピーダンスの前に四端子回路がはいるとこの ΔZ_S をQメータ端子で直接観測することはできなくなり、式(3.6)もこれに伴って修正を受けることになる。

3.2 Qメータ端子から見たインピーダンス

Qメータ端子からは、(規格化)理論インピーダンス Z は式(2.6)のように変形されて見える。ゆえに試料そう入にもとづく変化分 $\Delta Z_S/Z_0$ もまた式(2.6)で変形された形で測定される。さらに実際の同軸空洞は無損失ではなく、表2.1に示したように有限の Q を持っている、したがって損失も適当な形で取り入れなければならない。

式(2.6)の右辺において分母の第二項は 0.2 くらいに達することがあるので安易な展開をすることは許されない。そこで、この式が \tan の和角の公式に似ていることに着目して両辺を κ で割ると

$$\frac{x_1}{\kappa} = \frac{\frac{z}{\kappa} + \tan af}{1 - \frac{z}{\kappa} \tan af}$$

となる。ここで $x_1/\kappa \equiv \tan \xi_1$ 、 $z/\kappa \equiv \tan \xi$ とおけば

$$\tan \xi_1 = \tan(\xi + af) \quad (3.8)$$

あるいは

$$\xi_1 = \tan^{-1}\left(\frac{x_1}{\kappa}\right) = \xi + af = \tan^{-1}\left(\frac{z}{\kappa}\right) + af \quad (3.9)$$

を得る。つぎに同軸空洞のブラケットで得た表2.1の R_1 は、その周波数特性の中に $\sec^2 \xi_1$ に近い因子を含んでおり、ほぼ $R_1 \sim e^{kf} \cdot \sec^2 \xi_1$ で表わされるような周波数依存性を持つ。この $\sec^2 \xi$ を説明するには

$$X_1 - jR_1 = \kappa Z_0 \tan\left(\xi_1 - j\frac{b}{\kappa Z_0}\right) \quad (3.10)$$

とおくと都合がよい。こうしておくと同右の展開から

$$X_1 \cong \kappa Z_0 \tan \xi_1, \quad R_1 \cong b \sec^2 \xi_1 \quad (3.11)$$

となるからである。あるいは規格化して

$$x_1 \cong \kappa \tan \xi_1, \quad r_1 \cong \frac{R_1}{Z_0} \cong \frac{b}{Z_0} \sec^2 \xi_1 \quad (3.12)$$

ここに現われたパラメータ b は、なお e^{kf} 形の周波数依存性を持っており、その本質について、解明の余地を残している。式(3.10)の \tan の引数を ξ_1 と定義すれば

$$\xi_1 = \tan^{-1}\left(\frac{x_1 - jr_1}{\kappa}\right) \quad (3.13)$$

と書くことができる。これを式(3.9)と組み合わせることにより、

$$\xi_1 = \tan^{-1}\left(\frac{x_1 - jr_1}{\kappa}\right) = \tan^{-1}\left(\frac{z}{\kappa}\right) + af - j\frac{b}{\kappa Z_0} \quad (3.14)$$

を得る。式(3.14)において x_1, r_1 はQメータ端子で測定される値、 z は理論インピーダンス、 a, κ および b は分布回路を含めた同軸空洞のパラメータである。

3.3 μ, Q の算出

式(3.14)において、試料のそう入により $z \rightarrow z + \Delta z$ 、 $x_1 - jr_1 \rightarrow x_2 - jr_2$ のように変わるものと考えれば、 Δz は容易に解き出すことができる。すなわち

$$\xi_2 \equiv \tan^{-1} \left(\frac{x_2 - jr_2}{\kappa} \right) = \tan^{-1} \left(\frac{x + jr}{\kappa} \right) + af - j \frac{b}{\kappa Z_0} \dots (3.15)$$

とおけば

$$\left. \begin{aligned} \Delta z &= \kappa (\tan \theta_2 - \tan \theta_1) \\ \text{ここで } \theta_1 &\equiv \xi_1 - af + j \frac{b}{\kappa Z_0} \\ \theta_2 &\equiv \xi_2 - af + j \frac{b}{\kappa Z_0} \end{aligned} \right\} \dots (3.16)$$

が得られ Δz は原理的に解けたことになる。あとは近似の問題にすぎない。 r_1, r_2 が x_1, x_2 に比べて約 2ヶタ小さいことに着目してつぎの展開を使う。

$$\left. \begin{aligned} \tan^{-1} \left(\frac{x - jr}{\kappa} \right) &\equiv \xi - i\delta \\ \xi &\equiv \tan^{-1} \frac{x}{\kappa} \quad \text{または} \quad x \approx \kappa \tan \xi \\ \text{および} \quad \delta &\approx \frac{r}{\kappa} \cos^2 \xi \quad \text{または} \quad r \approx \kappa \delta \sec^2 \xi \end{aligned} \right\} \dots (3.17)$$

以上により

$$\begin{aligned} \Delta z &\equiv \Delta x - j\Delta r = \kappa \{ \tan(\xi_2 - \xi_1 + \xi) - \tan \xi \} \\ &\quad - j(r_2 \cos^2 \xi_2 - r_1 \cos^2 \xi_1) \cos^2(\xi_2 - \xi_1 + \xi) \dots (3.18) \end{aligned}$$

ただしここで

$$\left. \begin{aligned} \xi_2 &= \tan^{-1} \frac{x_2}{\kappa}, \quad \xi_1 = \tan^{-1} \frac{x_1}{\kappa}, \quad \xi = \tan^{-1} \left(\frac{\tan \beta l}{\kappa} \right) \\ x_1 &= \frac{X_1}{Z_0}, \quad x_2 = \frac{X_2}{Z_0}, \quad r_1 = \frac{R_1}{Z_0}, \quad r_2 = \frac{R_2}{Z_0} \end{aligned} \right\} \dots (3.19)$$

式(3.18)を導くとき、 af は式(3.9)により、また b は式(3.12)によって消去した。また式(3.18)の左辺の Δz としては式(3.4)より

$$\Delta z = \frac{(\dot{\mu} - 1)\beta t \cdot \sec^2 \beta(l-t)}{1 - (\dot{\mu} + 1)\beta t \cdot \tan \beta(l-t)} \dots (3.20)$$

を使うことができる。たとえば、式(3.20)の右辺において分母の第二項を省略する近似においては、

$$\left. \begin{aligned} \mu_1 - 1 &= \frac{\kappa \{ \tan(\xi_2 - \xi_1 + \xi) - \tan \xi \}}{\beta t \cdot \sec^2 \beta(l-t)} \\ \mu_2 &= \frac{(r_2 \cos^2 \xi_2 - r_1 \cos^2 \xi_1) \sec^2(\xi_2 - \xi_1 + \xi)}{\beta t \cdot \sec^2 \beta(l-t)} \end{aligned} \right\} \dots (3.21)$$

となる。また省略算が好ましくなければ

$$\left. \begin{aligned} \Delta x - j\Delta r &\equiv \frac{A(\mu_1 - 1 - j\mu_2)}{1 - (\mu_1 + 1 - j\mu_2)B} \\ A &= \beta t \cdot \sec^2 \beta(l-t) \\ B &= \tan \beta(l-t) \end{aligned} \right\} \dots (3.22)$$

において、実数部、虚数部に分けて解けばよく、

$$\left. \begin{aligned} \mu_1 - 1 &= \frac{(1-2B) \cdot \{ A\Delta x + B(\Delta x^2 + \Delta r^2) \}}{A^2 + 2AB\Delta x + B^2(\Delta x^2 + \Delta r^2)} \\ \mu_2 &= \frac{A(1-2B) \cdot \Delta r}{A^2 + 2AB\Delta x + B^2(\Delta x^2 + \Delta r^2)} \end{aligned} \right\} \dots (3.23)$$

を得る。さらに Q を求めると

$$\left. \begin{aligned} Q &= \frac{\mu_1}{\mu_2} = \frac{\mu_1}{\mu_1 - 1} \cdot \frac{A\Delta x + B(\Delta x^2 + \Delta r^2)}{A\Delta r} \\ \text{ただし } \Delta x &= \kappa \{ \tan(\xi_2 - \xi_1 + \xi) - \tan \xi \} \\ \Delta r &= (r_2 \cos^2 \xi_2 - r_1 \cos^2 \xi_1) \sec^2(\xi_2 - \xi_1 + \xi) \end{aligned} \right\} \dots (3.24)$$

4. 検 討

4.1 K_1 補正

短絡同軸法による VHF フェライト 複素透磁率の測定・荒居

試料の内外径が、空洞の内外径と一致しないときは、式(3.7)の K_1 による補正を行わなければならない。上に導いた式(3.21)または式(3.23)において、この K_1 をどこに取り入れるべきかを考えてみる。

同軸線路において単位長さあたりの線路に沿って存在するインダクタンスを L_0 とすれば、複素透磁率 $\dot{\mu}$ を持つ試料が充填されている部分のインダクタンスは単位長さあたり $\dot{\mu}L_0$ となる。もし試料が空洞の内外径を完全に満たしていないときは、

$$\frac{\dot{\mu}}{K_1} L_0 + \left(1 - \frac{1}{K_1}\right) L_0 \dots (4.1)$$

となるものと考えられる。ここで第二項は試料体積をさし引いた部分に関するインダクタンスである。この式から

$$\dot{\mu} \rightarrow \frac{\dot{\mu}}{K_1} + \left(1 - \frac{1}{K_1}\right)$$

なる対応がなり立つ。言いかえれば $(\dot{\mu} - 1) \rightarrow (\dot{\mu} - 1)/K_1$ の置き換えにより、上述の問題は解決するものと考えられる。すなわち式(3.21)、(3.23)においても、右辺を K_1 倍するだけでよいことがわかる。

4.2 誘電率補正

今までの解析では、試料そう入部のインピーダンスは $Z_0 \dot{\mu} \beta t$ であるものと考えてきた。しかしフェライトの誘電率がばかにならない場合を予想して、簡単な補正方法を与えておく。試料そう入部のインピーダンスは複素誘電率を $\dot{\epsilon} = \epsilon_1 - j\epsilon_2$ とすれば次式により与えられる。

$$\begin{aligned} Z &= \sqrt{\frac{\dot{\mu}}{\dot{\epsilon}}} j Z_0 \tan(\sqrt{\dot{\mu} \dot{\epsilon}} \beta t) \\ &\approx j Z_0 \dot{\mu} \beta t \left(1 + \frac{\dot{\mu} \dot{\epsilon}}{3} \beta^2 t^2\right) \dots (4.2) \end{aligned}$$

ゆえに式(3.21)または式(3.23)で求められた μ_1, μ_2 をさらに

$$K_\epsilon \equiv \left(1 + \frac{\mu_1 \epsilon_1}{3} \beta^2 t^2\right) \dots (4.3)$$

なる因子で割れば、容易に補正できる。ここで μ_2, ϵ_2 の効果は無視した。しかし少なくとも ϵ_1 だけは別に測定する必要がある。もし、 μ_2, ϵ_2 が大きいときには次式による。

$$\left. \begin{aligned} \mu_1 &\approx M_1 - \frac{\beta^2 t^2}{3} \{ \epsilon_1 (M_1^2 - M_2^2) - 2\epsilon_2 M_1 M_2 \} \\ \mu_2 &\approx M_2 - \frac{\beta^2 t^2}{2} \{ \epsilon_2 (M_1^2 - M_2^2) + 2\epsilon_1 M_1 M_2 \} \end{aligned} \right\} \dots (4.4)$$

ただし、 M_1, M_2 は $\dot{\epsilon} = 0$ で計算した見かけの μ_1, μ_2 である。

4.3 計算値の比較例

Q 端子においてまったく同一のデータが得られても、これを式(3.6)によって処理するか、式(3.23)によって処理するかで、 μ, Q の計算値はちがってくる。表4.1は仮想的な測定データに対し、計算結果の比較例を示したものであって、式(3.23)において、 $x=1.0, 1.5$ および 2.0 と仮定した場合と、式(3.6)でそのまま計算した場合とで、どれくらいちがった結果になるかを表す。 μ による差は大して大きくないが、分布インピーダンスを完全に無視すると、 μ, Q 積としては多少大きめにできるだけであるが、 μ と Q の配分が著しく μ にかたよる。ことに周波数が高くなるほど、極端にズレていく。

4.4 他の測定との比較例

短絡同軸空洞は、数回にわたっているいろいろな試作したので、以下に述べるデータもいろいろなものがまざっている

表 4.1 仮想的な測定データに対して算出した μ , Q の比較例
 Fig. 4.1 Example of comparison between calculated μ , Q and imaginary measurement data.

(Mc) F	$\kappa=1.0$			$\kappa=1.5$		
	μ_1	Q	$\mu_1 Q$	μ_1	Q	$\mu_1 Q$
80	18.12	196	3547	18.74	187	3502
90	15.86	173	2471	16.53	165	2722
100	14.27	156	2229	14.98	149	2228
110	12.62	143	1806	13.36	136	1816
120	11.44	131	1504	12.22	125	1524
130	10.41	126	1314	11.21	119	1336
140	9.44	120	1135	10.26	113	1163
150	8.73	115	1007	9.57	108	1038
160	8.12	113	916	8.98	106	949
170	7.43	111	868	8.29	106	829
180	7.21	120	868	8.12	111	903
190	6.54	120	785	7.43	110	820
200	6.28	126	793	7.20	115	830
210	6.16	134	823	7.14	121	865
220	5.70	145	825	6.68	130	866
230	5.73	182	1043	6.80	159	1081
240	6.57	271	1778	7.96	225	1791

(Mc) F	$\kappa=2.0$			式 (3.6)		
	μ_1	Q	$\mu_1 Q$	μ_1	Q	$\mu_1 Q$
80	18.97	184	3486	20.11	177	3550
90	16.78	162	2716	18.01	155	2790
100	15.26	146	2227	16.60	139	2310
110	13.65	133	1820	15.07	126	1910
120	12.53	122	1531	14.06	115	1620
130	11.55	117	1347	13.17	109	1440
140	10.61	111	1174	12.33	103	1275
150	9.94	106	1051	11.80	98.2	1160
160	9.36	103	963	11.34	94.5	1070
170	8.68	152	1323	10.76	135	1450
180	8.55	108	919	10.88	96.6	1050
190	7.87	106	836	10.27	94.7	970
200	7.67	111	848	10.31	97	1000
210	7.66	116	886	10.66	100	1060
220	7.22	123	887	10.40	104	1080
230	7.40	149	1110	11.15	129	1440
240	8.78	205	1798	14.23	157	2230

表 4.2 Zg ダイアグラフ法との比較例 (試料 No. 2 と 3, 4, 5 はまったく同一の試料で内径のみ加工. No. 1はこれらと同一ロットの試料)

Table 4.2 Comparison of the short circuit coaxial cavity method with Zg diagram method.

試料 No.	試料寸法	μ の高い材料				μ の低い材料				測定場所	測定方法
		80(Mc)		100(Mc)		80(Mc)		100(Mc)			
		μ	$\tan \delta$	μ	$\tan \delta$	μ	$\tan \delta$	μ	$\tan \delta$		
1	21 ϕ ×9.1 ϕ	32.6	0.24	31.9	0.31	7.1	—	7.0	0.21	鎌倉	Zg
2	32 ϕ ×9.5 ϕ	34.5	0.22	—	—	7.5	0.16	7.2	0.14	大船	Q メータ
3	32 ϕ ×14 ϕ	33.2	0.23	32.0	0.28	7.6	>0.2	7.6	0.16	鎌倉	Zg
4	32 ϕ ×14 ϕ	33.6	0.20	32.3	0.27	7.3	0.1	7.2	0.14	大船	Q メータ
5	32 ϕ ×14 ϕ	33.0	0.21	34.1	0.26	7.3	0.13	7.1	0.13	相模	Q メータ

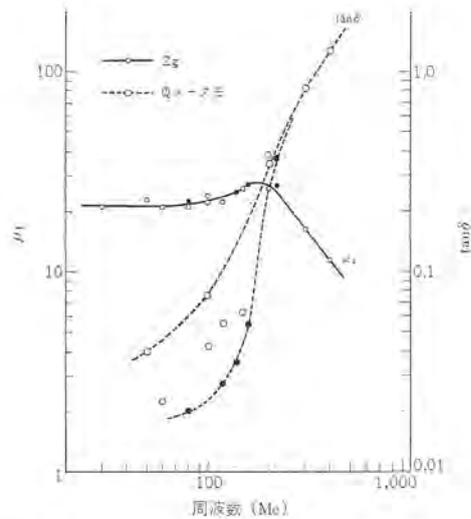


図 4.1 周波数特性の比較例
 Fig. 4.1 Illustrative data obtained by comparing μ_1 's and Q's measured by Zg-diagram method and Q meter method.

が、一般的傾向としてはどの場合にも、上記計算による結果がよく一致する。最も不一致が目立つのは ~200 Mc 以上の Q で、極端な場合には 50% くらいちがう。これは損失項の取扱いがあまり厳密でなく、むしろ便宜的なためである。表 4.2 は Zg ダイアグラフ法との比較である。同軸空洞の寸法の関係で、まったく同一の試料による比較は困難で、同一ロットの試料や多少加工した試料で比較している。また、図 4.1 は周波数特性の比較例である。Zg ダイアグラフ法は、低損失材料の $\tan \delta$ 測定には不向きであるのに対し、同軸法は周波数上限の $\tan \delta$ が不確かであるから両者のつながりはあまりよくない。 μ のほうは一般に全周波数範囲にわたってよく一致する。最後に式(3.21)や(3.23)は \tan や \tan^{-1} の引数を第一項にとどめて展開したとき式(3.6)と正確に一致することを指摘しておく。

5. む す び

Qメータと短絡同軸空洞を組み合わせて VHF フェライトの複素透磁率 $\mu = \mu_1 - j\mu_2$ を測定する場合、分布パラメータの存在が重要な意味を持つことを指摘し、このような場合の μ_1 , μ_2 の計算方法を導いた。本研究の過程において、比較測定に協力して下さったかたがたに感謝いたします。

参 考 文 献

- (1) 武井武ほか:「フェライトの理論と応用」p. 131
- (2) INSTRUCTION MANUAL FOR THE MODEL 190-A Q METER
- (3) 川上正光:「電子回路 I」
- (4) 小笠原直幸:「電気学会誌」75, 35 (1955)

タンタル陽極酸化膜中の電流漏エィ機構

植松 滋幸*・尾崎 信之**・柴谷 俊秀**

Electrical Conduction Through Tantalum Anodic Oxide Films

Central Research Laboratory
Kitaitami Works

Shigeyuki UEMATSU
Nobuyuki OZAKI・Toshihide SHIBATANI

Investigations have been made on the electric conduction through a thin film of tantalum oxide, especially, on the polarity effect in voltage current characteristics in a high electric field.

The samples were in metal-insulator-metal sandwich structure, i.e. a vacuum evaporated metal film, an oxide film made by anodization in electrolyte and a tantalum metal base combined together. Conception of rectification mechanism lies in a fact that the transitional region between the base metal and the oxide has a very low gradient barrier which greatly depends on the applied electric field, but another barrier existing between the oxide surface and the counter electrode is in a very steep gradient. The difference of the field dependences on the barrier heights produces the asymmetric behavior of the leakage current.

1. ま え が き

超小形集積回路方式の一つである固体一薄膜混成素子は、直線増幅部あるいはロ波回路部などに用いられるが、この種の混成素子の能動部分は、ペレット状のシリコントランジスタやダイオードを用い、受動部分には、一酸化シリコン(SiO) 薄膜コンデンサとニクロム(NiCr) 薄膜抵抗の組み合わせ回路を用い、これらを適当な絶縁基板上で結合させることによって、設定した機能ブロックを完成させる。

しかしながら、低周波回路にこれらの混成素子を使用する場合に、問題となるのは基板上を占めるコンデンサの面積である。たとえば、バイパス回路に用いるコンデンサの容量は、3,000 pF 程度が必要になるので、SiO を誘電体材料に用いた場合、相当大きい電極面積になる。コンデンサの容量 C (pF) は、誘電率を ϵ 、電極面積を A (cm²)、膜厚を t (cm) とすると式 (1.1) で表わされる。

$$C = \frac{0.0885\epsilon A}{t} \dots\dots\dots(1.1)$$

SiO の膜厚を 5,000 Å にすると、 $\epsilon=5$ であるから電極として 34 mm² の面積が必要になり、小形化がいちじるしく阻止される。したがって、 ϵ の大きい誘電体材料を選ぶことが望ましいので高い誘電率を持つ酸化チタン(TiO₂) や、チタン酸バリウム(BaTiO₃) の薄膜化技術の開発が行われてきた。

コンデンサの超小形化にたいするもう一つの要素は、誘電体薄膜の絶縁破壊強度である。すなわち、高耐圧の薄膜を用いれば単位面積あたりの容量値が増大するが、薄い領域の誘電体薄膜には、いわゆる「ピンホール」と呼ばれる言葉で表現されている弱点部の発生する確率が大きいので、膜厚を薄くするにも限界が存在する。したがって、コンデンサの小形化を定める上述の2要素を組み合わせる係数 α が、超小形回路用コンデンサの材料選択の基準になる。すなわち、

$$\alpha = \epsilon E_{BD} \dots\dots\dots(1.2)$$

ここで $E_{BD} = \frac{V_{BD}}{t}$ (V/cm)

V_{BD} : 絶縁破壊電圧 (V)

現在、薄膜コンデンサ用材料として、シリコン、チタン、タンタル、タンタステンなどの酸化物、マグネシウム、セリウムなどのフッ化物およびチ

タン酸バリウムなどの強誘電体物質を対象に選び、これらの薄膜化技術について研究が進められている。この中で、タンタル酸化物は比較的大きい α 値を持っており、また、誘電特性も安定しているので早くから注目され、活発に研究されてきた⁽¹⁾。

タンタル酸化膜の形成方法として、酸素フレイク中で熱処理するか、あるいは、電解液か酸素ガスプラズマ中で陽極酸化処理をする2種類があるが、後者の陽極酸化方法を用いると、酸化膜の膜厚は容易に制御できるので、コンデンサの容量精度が高くなる利点がある。すなわち、膜厚 t (cm) と陽極電圧 V_a (V) との間には式 (2.3) で表わされる関係があり、現在、真空蒸着速度モニタとして、高感度特性を持っている水晶振動子式膜厚計の精度を上まわる膜厚制御が可能である。

$$t = 23 \times 10^{-8} V_a \dots\dots\dots(1.3)$$

タンタルは比抵抗が高く、バルクの場合 $\rho = 2 \mu\Omega\text{-cm}$ であり、スパッタ膜や真空蒸着膜では 40~400 $\mu\Omega$ の値が得られるので、タンタル膜を適当なパターンに加工して抵抗体可以使用できる。さらに、抵抗体表面を陽極酸化することによって、保護膜を作成することができるので抵抗値のドリフトが減少し、また、抵抗値の調整手段としても活用できる利点がある。

したがって、抵抗・コンデンサをタンタル単一母材で形成することが可能であり、この場合、内部結線を新たに構成する必要がなくなるので、信頼性がいちじるしく向上する。また、タンタル膜の製作プロセスや陽極酸化プロセスを、能率的に行なうことによって生産性を向上させることも可能であり、低価格の点でも注目されたので、当社では図 1.1 に示すようなタンタル薄膜受動回路の開発を行なった。

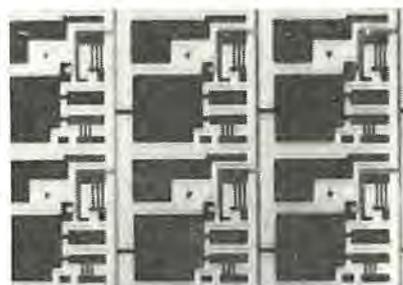


図 1.1 タンタル 薄膜 CR 回路
Fig. 1.1 Tantalum thin-film micro CR circuit.

* 中央研究所 ** 北伊丹製作所

しかしながら、タンタルは弁金属と呼ばれるように、古くからその電気的性質の特長として、整流作用の存在が知られている。したがって、タンタル薄膜コンデンサの場合もいちじるしい極性効果が認められ、このために回路パターン設計上の制約を受ける。すなわち、電圧-電流特性の低インピーダンス側の極性に使用できないことである。この欠点を補うために、タンタル合金酸化膜の性質や⁽²⁾、タンタル酸化膜の電気伝導現象について研究されてきた⁽³⁾。しかしながら、タンタル薄膜の陽極酸化膜の構造・組成および不純物などが、薄膜を形成する手段によって相当変わるので、タンタル酸化膜について得られた物理的性質に関する知見も確定していないのが現状である。

これらの情報に関するバラツキの原因は、タンタル陽極酸化膜を形成する三つの過程で生じるものと思われる。すなわち、(1)タンタル薄膜形成、(2)陽極酸化膜形成、(3)対向電極形成の各段階で生じる結晶構造・組成の差違が大きく現われ、とくに、構造欠陥・不純物の存在が大きな役割を持つために、定性的な結果についてさえも異なった結果を示すものと考えられる。

一般に、タンタル酸化膜を流れる電流の容易方向はタンタル基板が負電位の場合であり、この方向の電流は安定している。しかし、逆の極性の場合、すなわち、タンタル基板が正の電位の電流は非常に不安定であり絶縁破壊を生じやすい。このために、タンタルコンデンサの使用状態であるタンタル基板が、正電位の場合の電気伝導に関する情報がほとんどなく、したがってコンデンサの劣化現象を十分はあくできない傾向にある。したがって、電気的ストレスの大きい高電界における電気伝導現象を調べ、タンタル陽極酸化膜の特殊性である整流機構について、若干の知見をうることができたのでここに報告する次第である。

2. 試料の調整

厚さ 100 μ のタンタルハクを所定の大きさに切断し、表面に付着している油脂層や酸化層を除去するために、フッ酸・硝酸・磷酸混合液に浸して表面をエッチングした後、純水で洗浄し乾燥させた。

陽極酸化膜の形成は図 2.1 に示す装置で行なった。化成液は磷酸アンモン 5% 水溶液を用い、化成方法は図 2.1 に示すような定電流一定電圧法を採用した。この際、電流密度 1 mA/cm² で式 (1.3) で示した設定膜厚に対応する電圧値まで陽極電位を上昇し、その後、漏れ電流が 10 μ A 以下になるまでその電位を保った。

化成が完了したタンタルハクは純水で洗浄し、乾燥させた後、酸化膜上に対向電極として各種の金属を真空蒸着した。蒸着時の真空度は $1 \sim 5 \times 10^{-5}$ mmHg であり、膜厚は 2,000 ~ 3,000 \AA である。

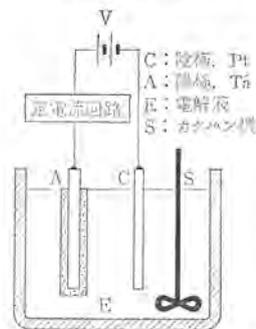


図 2.1 化成装置の構成
Fig. 2.1 Construction of anodic oxidizing processer.

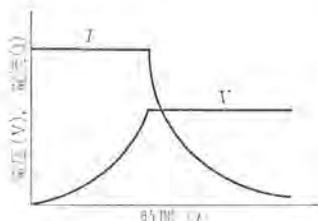


図 2.2 化成電圧および化成電流の推移
Fig. 2.2 Typical aspect of applied voltage during oxidation.

3. 実験方法および実験結果

3.1 電子線回折

各種の化成電圧で酸化した膜の反射電子の回折像を得たが、これらの結果を面間隔の逆数でまとめた結果を図 3.1 に示している。回折像は日本電子製 JEM 7 形電子顕微鏡を用い、加速電圧 80 kV の電子線によるものである。

この結果からわかることは下記の事からである。

- (1) 大気中に放置したタンタル板の表面は酸化している。
- (2) エッチング処理を行なってもタンタル酸化物の薄層が残る。
- (3) 低電圧化成膜には α および β -Ta₂O₅ が存在する。
- (4) 化成電圧が高くなるにしたがって、 β -Ta₂O₅ のみ観察される。
- (5) 膜厚が厚くなるにしたがって、酸化膜の構造が無定形になる。

3.2 直流電気伝導

アルミニウム、タンタルなどの弁金属の酸化膜の電気伝導に極性効果があるが、この効果の大きさは電極系の種類によって異なる。もっとも、代表的な整流特性は陽極化成時に観察されるが、Ta ペース電極が負の場合——以下 Cathodic と表わす——では低インピーダンスであるが、Ta ペース電極が正の場合——以下 Anodic と表わす——では高インピーダンスとなる。

ここに発表した電圧-電流特性は、Ta-Ta₂O₅-Metal のサンドイッチ構造の試料に加えた電圧・試料通過電流を X-Y 記録計にトレースしたものであるが、Ta-Ta₂O₅-Electrolyte-Metal の場合に比べていちじるしく極性効果が鈍る。

しかしながら、対向電極の材料を変えると、Cathodic の特性はほとんど変化しないが、Anodic の特性は大きく変わる。図 3.2 は Ag・Al・Au・Cr・Cu・In・Pd・Sb を電極に選んだ場合の V-I 特性であるが、Ag の場合の Cathodic 電流は特殊な電気伝導機構によるものと思われる。

図 3.3 はこれらの電気伝導特性が膜厚によっていかに変わるかを示したものである。Anodic の電流は不安定であり、膜厚が厚い場合の電流観測は不可能であった。

図 3.4、図 3.5 は V-I 特性の温度依存性を示したものである。

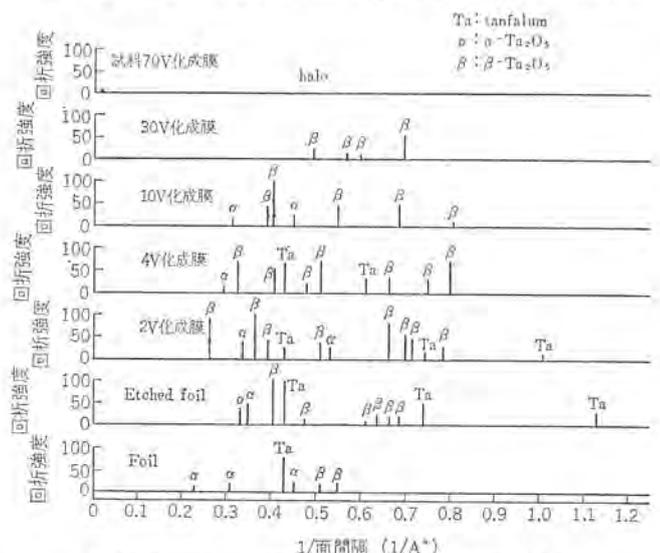


図 3.1 タンタル陽極酸化膜の反射電子線回折結果
Fig. 3.1 Results of electron diffraction pattern analysis on tantalum anodic oxide layers formed under applying various voltage.

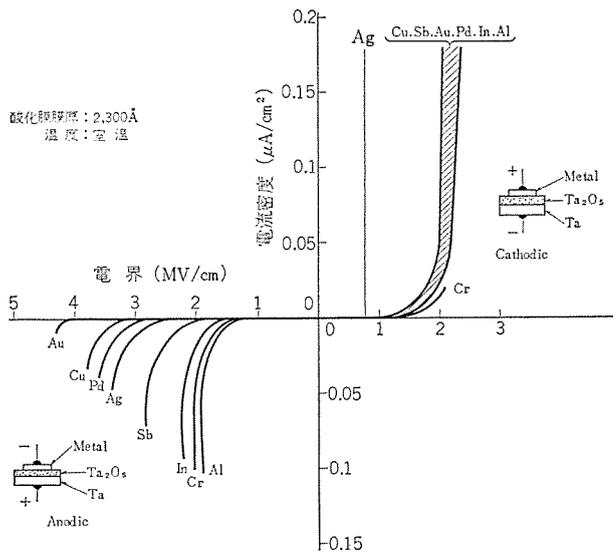


図 3.2 タンタル陽極酸化膜の直流電気伝導—対向電極材料の影響
Fig. 3.2 D. C. Conduction in tantalum anodic oxides.—The effects of counterelectrode materials.

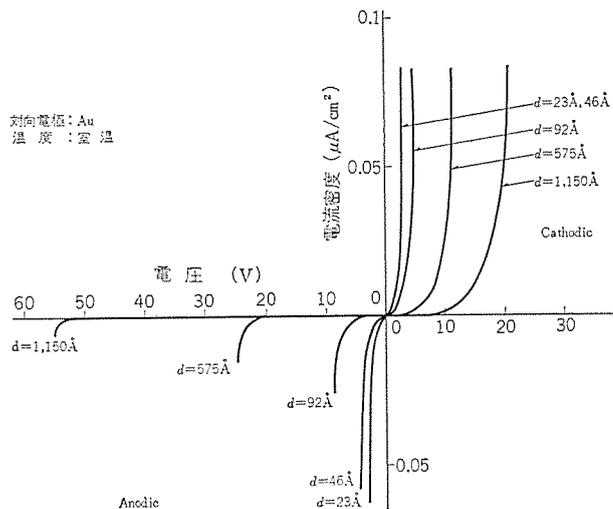


図 3.3 タンタル陽極酸化膜の直流電気伝導—膜厚依存性
Fig. 3.3 D. C. Conduction in tantalum anodic oxides.—Thickness dependence.

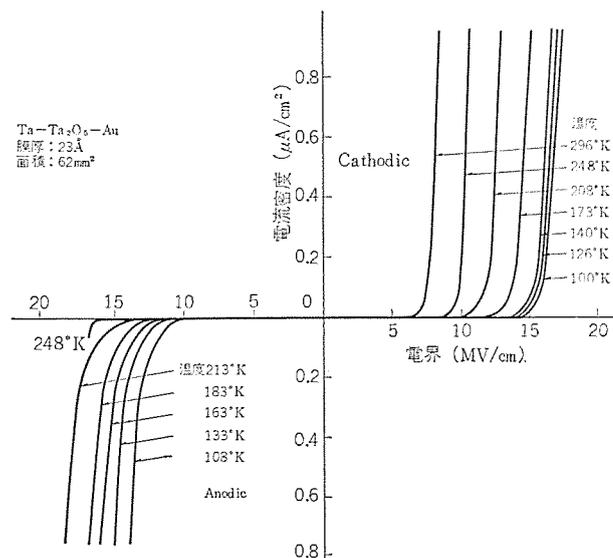


図 3.4 薄いタンタル陽極酸化膜の直流電気伝導—温度依存性
Fig. 3.4 D. C. Conduction in thin tantalum anodic oxide.—Temperature dependence.

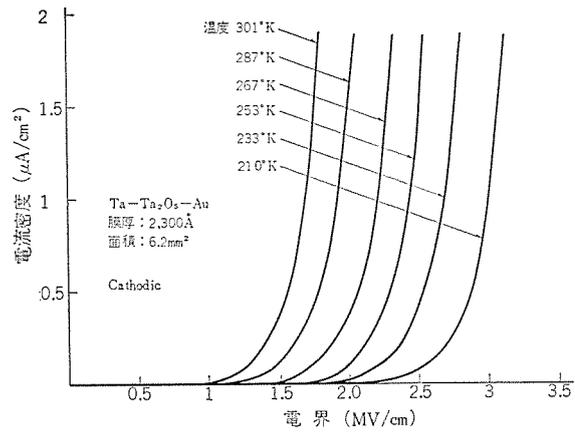


図 3.5 厚い陽極酸化膜の直流電気伝導—温度依存性
Fig. 3.5 D. C. Conduction in thick tantalum anodic oxide.—Temperature dependence.

が、厚い膜の Anodic 電流の観測は困難であった。この温度特性で注目すべきことは、Cathodic と Anodic とでは温度依存性が逆になることである。すなわち、Cathodic 電流は温度上昇とともに増加するが、Anodic 電流は減少する。

4. 考 察

パルス電圧に対する電流の応答度の早さから、タンタル陽極酸化膜の電気伝導にあずかる荷電体は電子的なものが大部分であり、イオンのものはほとんど無視できるものと考えられる。しかしながら、誘電体内部の空間電荷の形成には、酸化膜に含まれるイオンが大きな役割を果していることが予想される。

一般に、誘電体薄膜にたいする電子伝導の機構として図 4.1 に示すモデルが考えられるが、Ta-Ta₂O₅-Metal 構成の漏れ電流機構についてまだ明確でない。この原因は、酸化膜の組成・構造について定めた見解がないこと、および Ta-Ta₂O₅、Ta₂O₅-Metal 界面に生じるバリヤの状態が、電極構成によってことなるため、まとまった結果を得がたいことによるものと考えられる。

とくに、対向電極の種類によって V-I 特性が大きく変わることは、タンタル酸化膜と対向電極間に存在するバリヤが、酸化膜の電気伝導性に支配的であることを示唆している。とくに、大きな変化は対向電極が電解液と金属膜との場合に認められ、前者の Cathodic 電流が、空間電荷によって制限された電流が流れるのにたいして、後者では Schottky Emission に支配され、そして、Anodic 電流で前者が Schottky Emission であるのにたいして、後

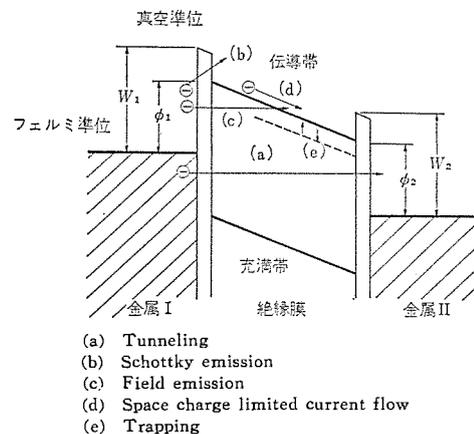


図 4.1 誘電体薄膜の電気伝導機構
Fig. 4.1 Electronic conduction mechanisms in thin dielectric films.

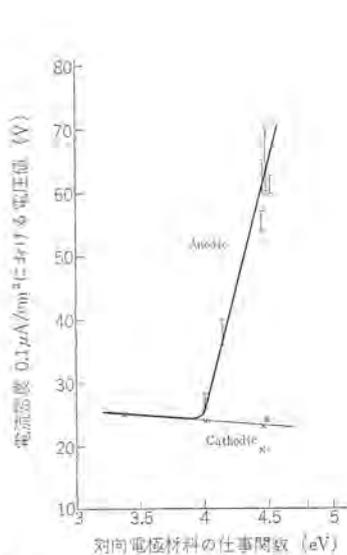


図 4.2 Ta-Ta₂O₅-Metal サンドイッチ構造の伝導性におよぼす電極材料の影響
Fig. 4.2 Influences of counter electrode materials on electronic conduction through the Ta-Ta₂O₅-Metal systems.

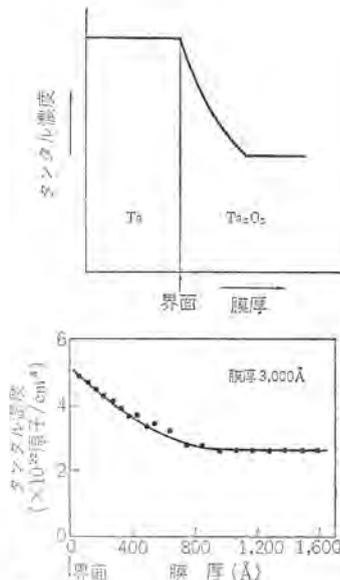


図 4.3 タンタル酸化膜中のタンタル原子の濃度分布
Fig. 4.3 Concentration profile of radioactive tantalum atoms in anodic oxide films.

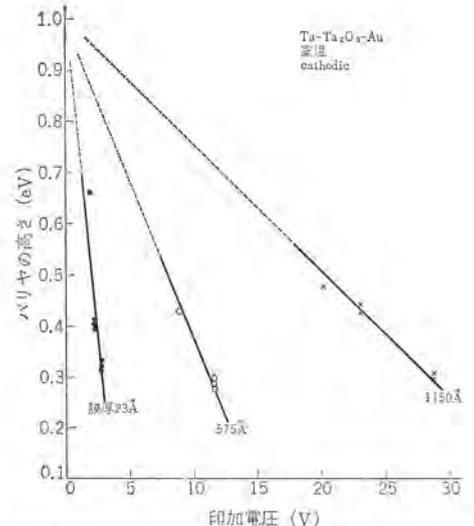


図 4.4 Ta-Ta₂O₅ 界面に存在するバリヤ高さの電圧依存性
Fig. 4.4 Potential dependence of the barrier height existing between Ta-Ta₂O₅ interface.

者の場合 Avalanche 的な電流が優先すると考えられる⁽⁴⁾。

また、対向電極が金属膜の場合でも金属の種類によって伝導性が変わり、図 3. 2 の結果から図 4. 2 のような関係が得られる。下地のタンタルの仕事関数は 4 eV であるが、この値より大きい仕事関数を持つ対向電極材料の場合、Anodic の電気伝導性は低下し、Cathodic の場合は逆にわずかながら増加する。このことは、タンタル陽極酸化膜の伝導帯とタンタル金属とのエネルギー準位が特異な接しかたをしているものと思われる。この考えを支持するデータとして、Ta-Ta₂O₅-Electrolyte 電極の Cathodic 電流が空間電荷制限形であり、すなわち、Ta-Ta₂O₅ の界面接触がオーム性であること、および図 4. 3 に示す放射性同位元素によるタンタル原子の分布図がある⁽⁵⁾。したがって、Cathodic 電流は、Ta から注入された電子が比較的伝導性の良い酸化膜を通過して絶縁性の高い膜の伝導帯にはいることによって生じ、他方、Anodic 電流は対向電極からタンタル酸化膜に注入された電子によるものであるため、対向電極の仕事関数に依存する結果が現われたものと解釈できる。

定量的にこれらの電流を観察すると、Cathodic の場合、膜厚 23 Å~2,300 Å の範囲にわたって Schottky emission の式を満足している。すなわち、式 (4. 1) を満足している。

$$J_s = \alpha \exp(\beta V^{1/2}) \dots \dots \dots (4. 1)$$

$$\alpha = AT^2 \exp(-\phi/KT)$$

$$\beta = (q^3/\epsilon d) \frac{1}{2} \left(\frac{1}{KT} \right)$$

ここで、 A : リチャードソン定数 ($120 \text{ A}^2/\text{K cm}^2$)、 ϕ : バリヤ高さ (eV)、 K : ボルツマン定数 ($8.63 \times 10^{-5} \text{ eV}^\circ\text{K}$)、 T : 絶対温度 ($^\circ\text{K}$)、 q : 電荷 (クーロン)、 ϵ : 誘電率、 d : 膜厚 (cm) である。

得られた結果を $\ln J_s - V^{1/2}$ の関係に示すと直線的であり、また、 $\ln J_s - 1/T$ の関係もきわめて薄い膜に高電界が加わっている場合を除いて直線的である。すなわち、膜厚の薄い領域では Schottky emission に tunneling 電流が加わってくる⁽⁶⁾。

図 4. 4 は Cathodic 電流のバリヤ高さ ϕ_c の直流バイアス電圧による変化を示したものである。この結果から、ゼロバイアスにおける

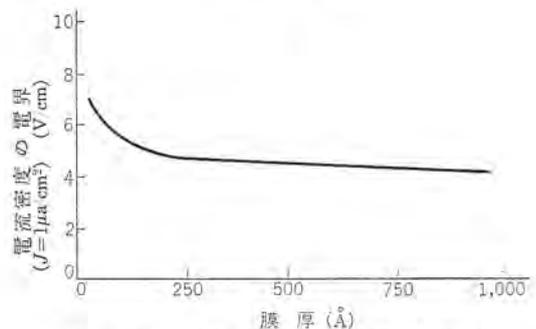


図 4. 5 Anodic 電流の膜厚依存性
Fig. 4.5 Thickness dependence on anodic current through Ta-Ta₂O₅-Au electrode.

バリヤ高さは $\phi_c \approx 1 \text{ eV}$ と推定できる。

Anodic 電流の不安定さは、膜厚の大きい場合や温度の高い場合にいちじるしく、したがって絶縁破壊を起こしやすい。このため、比較的電界では Schottky emission にしたがって伝導帯に注入されていた電子は、高電界では酸化膜中のトラップ電子を励起するエネルギーを持つようになり電子増倍が行なわれる可能性が考えられる。

図 4. 5 は酸化膜中に一定の電流密度 $J=1 \mu\text{a}/\text{cm}^2$ を流すために必要な電界が、膜厚が大きい領域ではほぼ一定であるが、薄い領域では大きくなる一例を示している。

この現象は、酸化膜中のトラップ密度が膜厚に関連していることを仮定すれば説明できる。すなわち、厚い膜では無定形に近い構造となりトラップ密度が増加し、また、これらの準位が伝導帯の底に近く分布しているために、電子増倍が活発になるからである。

図 3. 1 に示した電子線回折の結果によると、薄い酸化膜の構造は比較的結晶性であるが、厚い場合は無定形になっている。このことから、タンタルベースに近い領域は比較的結晶性がよく、表面層に近くなるにしたがって無定形に変わることが予想できる。したがって、トラップ密度は表面付近が大きく、これらの準位から解放された電子がなだれ式に増倍されるため、絶縁破壊を起こしやすいものと考えられる。

Ta₂O₅-Metal 界面のバリヤの高さが低い場合、すなわち、Metal の仕事関数が小さい場合は Schottky emission が期待できる。この場合の電流は比較的安定であり、したがって、V-I 特性からバリヤ高さ ϕ_a を求めることができる。すなわち、式 (4.1) を変形し式 (4.2) の関係が得られる。

$$\phi_a = -kT \ln(J_{SO}/AT^2) \dots\dots\dots (4.2)$$

ここで、 J_{SO} : ゼロバイアスに外そうした J_s の値

式 (4.2) を用い、対向電極が Al・In・Sb・Cu・Pd について ϕ_c および ϕ_a を求め、この値と金属の仕事関数との差からバリヤの高さ、すなわち伝導帯の準位を求めた結果を表 4.1 に示した。

この結果から、タンタル陽極酸化膜の伝導帯の底は、真空を基準にして 2.7~2.9 eV の準位にあることを示している。Cathodic の場合は Anodic よりも離散した数値がでていることは ϕ_c の電圧依存性が ϕ_a よりも大きいことを暗示し、したがって Cathodic のバリヤの傾斜がなだらかなのであることが予想できる。

図 4.6 は Ta-Ta₂O₅-Metal 構造のコンデンサのバリヤ模型を示したものである。すなわち、タンタルペースと酸化膜との境界には遷移層が存在するため、ここでは伝導帯の準位が低くなる。酸化膜の表面に近づくにしたがって、伝導帯準位が高くなり対向電極と階段的な接合をしているものと思われる。したがって Cathodic

表 4.1 Ta-Ta₂O₅-Metal 界面のエネルギー準位
Table 4.1 Potential difference between tantalum oxide and electrode.

対向電極	仕事関数	Cathodic		Anodic	
		Ta-Ta ₂ O ₅ バリヤ高さ (eV)	Ta ₂ O ₅ 伝導帯準位 (eV)	Ta ₂ O ₅ -Metal バリヤ高さ (eV)	Ta ₂ O ₅ 伝導帯準位 (eV)
Al	3.4	1.3	2.7	1.23	2.2
In	4.0	1.3	2.7	1.1	2.9
Sb	4.14	1.18	2.82		
Cu	4.42	1.16	2.84	1.5	2.92
Pd	4.46	1.24	2.76	1.55	2.92
Au	4.49	1.26	2.76		

※ Handbook of Chemical and Physics, Chemical Ruffer Pub. Co. 39, 2374 (1957) から引用した数値

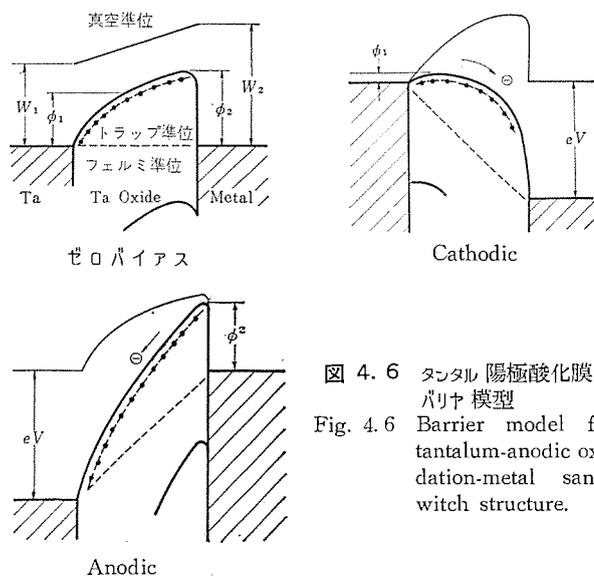


図 4.6 タンタル陽極酸化膜のバリヤ模型
Fig. 4.6 Barrier model for tantalum-anodic oxidation-metal sandwich structure.

の場合、印加電界によるバリヤ高さの低下が大きく作用するため電気伝導性が高く、Anodic の場合は、バリヤ高さの電圧依存性が少ないので、酸化膜に注入される伝導電子の数が減少し電気伝導度が低下する結果となり、整流性が生じるものと解釈できる。

5. む す び

タンタル酸化膜は大きい誘電率、比較的安定した誘電特性を持つために、薄膜コンデンサの誘電体材料として、重点的に研究が進められてきた金属酸化物の中の一つである。実用面では、高温で安定性を大きくすること、極性効果を改善することが研究課題に残されており、したがって、酸化膜中の電気伝導現象の本質的な理解を進める努力が払われてきた。過去数年間、これらの酸化膜の漏れ電流について数多い情報の集積が行なわれたが、酸化膜の構造欠陥に注意するか、あるいは、たんに V-I 特性の定量性を検討するか、のどちらかの立場に偏している傾向にあった。これは、電気伝導の本質をマスクする因子が多く、これらが複雑に関連するため、組成・構造と電気的な関連性を捕えることがむずかしく、また、これら両者の情報を統一する努力が欠けていたことも原因である。

ここでは、提示したモデルによって、タンタル薄膜コンデンサの漏れ電流の機構、とくに、整流性について検討を行なった結果を報告したが、これらの膜についての知見は、アルミニウム、シリコン、チタンなどの各酸化膜の特性を理解するにも役たつものである。とくに、これらの酸化膜の電圧-電流特性の非対称性は特異であり、将来、これらの酸化膜を利用した応用製品の開発を進めるうえからも、これらの酸化膜の性質に関する知識の増加が望まれている。
(昭 42-2-8 受付)

参 考 文 献

- (1) たとえば、D. A. Mclean : Proc. of IEEE, 52, 1450 (1964)
M. K. Leefstra : Anal. de Redio, 20, 233 (1965)
- (2) N. N. Axelrod : Electrochem. Soc. Meeting, Ohio (May, 1966)
- (3) D. A. Vermilya : J. appl. Phys., 36, 3,663 (1965)
C. A. Mead : Phys. Rev., 128, 2,088 (1962)
P. R. Emtage : Phys. Rev., Letter, 8, 267 (1962)
J. C. Fisher : J. appl. Phys., 32, 172 (1961)
D. A. Vermilya : J. Phys. Chem. Solids, 26, 133 (1965)
植松、徳川、尾崎、柴谷 : 第 26 回応用物理学会, 1 P-A-12 (昭 40)
植松、尾崎、柴谷 : 昭和 41 年度電気関係学会連合大会, p. 173
- (4) 植松、尾崎、柴谷 : 通信学会電子回路部品・材料研究会資料 (昭 40)
- (5) N. F. Johnson : AF 30(602)-2593
- (6) 植松、尾崎、柴谷 : 学術振興会第 131 薄膜研究会資料 No. 127 (昭 41-6)



電子計算機利用シリーズ

UDC 621.314.22.001.2 : 681.142.004

電子計算機による電力用変圧器の設計

上村 勝彦*・但馬 常夫**・鳥羽 靖雄**

1. ま え が き

電力用変圧器は注文により生産されるので、1台の電力用変圧器を製造する過程の中で、設計作業の占める割合は大きく、生産台数が多くなるとそれに比例して設計の仕事量が増加する。注文から工作開始までの流れの概要を述べると、

- (1) 定格事項・保証性能・器具配置などの仕様を決める。
- (2) 機能設計(電気設計)の計算をして、変圧器の鉄心と巻線の形状寸法を決める。
- (3) 技術的にむずかしいと思われる問題点があれば、詳細に検討して設計の安全性を確かめる。
- (4) 構造設計の計算をしながら、製作図面を作成する。
- (5) 資材を手配し、製造管理の部門に工程や資材管理用の情報を提供する。

このような一連の作業を電子計算機に代行させて自動的に計算させるよう計画中であるが、当社ではその手はじめとして昭和37年に内鉄形変圧器の機能設計プログラムが完成し、その後基本的な理論式を用いて「巻線に加わる電磁機械力の計算」「漏れリアクタンスの計算」「サージによる巻線内の電位振動の計算」などのプログラムが実用化されており、また簡単な製作図面を作成するプログラムも利用している。

このような変圧器の設計に関係するプログラムの中で、「機能設計プログラム」と「絶縁加工図の作成プログラム」について、計算の考え方とプログラムの問題点のいくつかを紹介する。

2. 機能設計プログラム

まえがきに述べたように、変圧器の設計手順のうち第1番目の部分を占める「変圧器の機能設計の計算プログラム」を紹介する。

2.1 概略フローチャート

電気機器の中でも、回転機の設計には機械的要素も電気的要素と同様に十分考慮しなければならないが、変圧器は静止器であるのでほとんど電気的要素だけを考慮して設計すればよく、変圧器の機能設計は比較的やさしい。それでも変圧器を設計するとき、与えられた仕様値から一義的に変圧器各部の構造や寸法を求める式はなく、経験的判断によりある仮定から出発して計算し、その結果を仕様と比較して最初の仮定に修正を加えるという「Cut-and-try」で目標に達する方法が行なわれている。

このような変圧器の機能設計を電子計算機に代行させる場合にも、仕様値から直接に答を求める理論式を導き出してプログラムを作った例は少ない。ここに紹介するプログラムも従来の人力による設計手順を踏襲し、電子計算機のスピードを利用して数回の繰り返し計算をして目標値を得る方法を採用した。図2.1は変圧器の機能設計の計算手順を示すフローチャートである。

2.2 プログラムの構成

図2.1のフローチャートの順を追って、変圧器設計プログラムの各

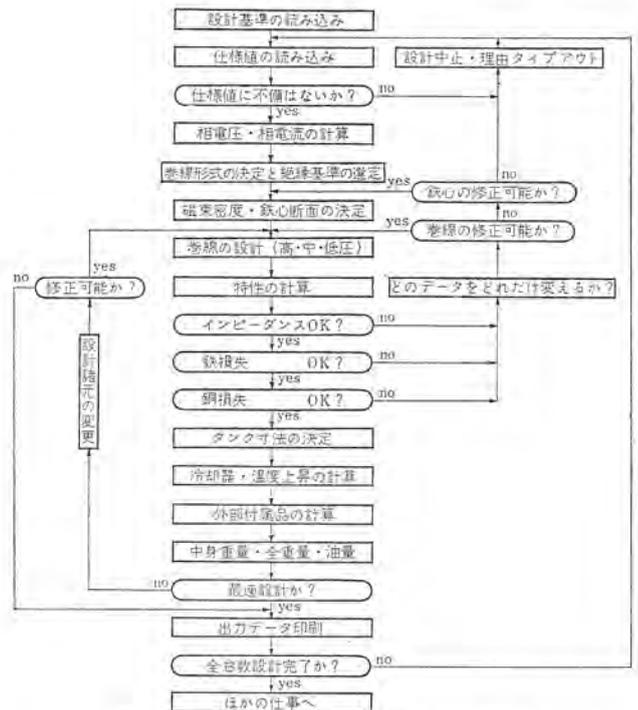


図 2.1 変圧器機能設計の概略フローチャート

表 2.1 変圧器機能設計の入力データ

形式および定格	巻線定格 (HV, MV, LV)	保証事項	特殊指定事項 (自動設計のとき不要)
			(a)
形 式	タップ電圧 (各タップ)	インピーダンス (%)	巻線形式 (HV, MV, LV)
相 数	全容量・低減容量の別	鉄損 (kW)	鉄心断面積
周波数 (50, 60 c/s)	結線 (Δ, Y)	銅損 (kW)	鉄心材質
冷却方式	直並列結線	励磁電流 (%)	磁束密度
時間定格 (連続・短時間)	絶縁階級 (線路端)	温度上昇 (巻線, 油)	電流密度 (HV, MV, LV)
規 格	絶縁階級 (中性点)	騒音レベル (dB)	絶縁距離 (各部)
	絶縁階級 (ブッシング)		部品取付位置
	絶縁階級 (タップ切換器)		輸送制限 (重量, 寸法)

部について述べる。

(1) 入力データ

プログラムの入力データとしては、変圧器の仕様と設計基準があるが、後者はあらかじめ磁気テープに記憶させている。したがって変圧器の仕様によりパンチカードを作成して、On-line で計算機に読ませると自動的に設計して計算結果が得られる。この自動設計させる時の入力データの項目は表2.1(a)のとおりである。

また磁気テープに記憶された設計基準を用いずに設計者が自由に設計したいときには、表2.1(b)のような項目の入力データを

指定でき、設計プログラムに融通性を持たせている。

(2) 入力データのチェック

与えられた入力データの記入方法に誤りがあると、計算機が計算するときに混乱を起こす場合がある。たとえば電圧をゼロと記入すると、電流を計算するときに(容量÷電圧)とするので電流が求まらなかったり、絶縁階級を800号と指定すれば、これに相当する基準の絶縁寸法は記憶されていないので計算が中止される。

このような混乱を防ぐために、入力データに誤記がないかをチェックし、誤りがあればその項目をタイプしてそれ以後の計算を進めず、次のケースの設計にはいるようにしている。

(3) 電圧・電流などの計算と符号化

入力データの容量・電圧・相数・結線から、鉄心の1脚当りに巻かれる巻線の電圧・電流を計算する。

同時に以後の計算における論理判断を容易にするため、変圧器の仕様をできるだけ符号化している。たとえば三相結線で、

△のとき $kc=1$

Υのとき $kc=2$ とし

GO TO ($n_1 n_2$), kc とプログラムしておけば、簡単に三相結線か何かを判断して次の演算に進む。

(4) 設計基準の選択

あらかじめ磁気テープに記憶されている多くの設計基準データのうちから、計算しようとする変圧器の仕様とてらし合わせて、標準の絶縁寸法(高低圧巻線間・セクション間・紙巻・油中絶縁寸法など)や巻線形式(円板巻・円筒巻・ラセン巻など)を選ぶ。このとき入力データに設計者が指定する絶縁寸法や巻線形式などがあれば、指定されたデータが用いられる。

(5) 鉄心断面積・磁束密度・電流密度の仮定

変圧器の設計では鉄心の断面と磁束密度・電流密度が最も基本的なもので、これらとインピーダンスを与えられると、変圧器各部の寸法や効率などは必然的に決まってくる。この鉄心断面積・磁束密度・電流密度は反復計算の過程で仕様値に合致するように最適化されるので、最初はどんな値を仮定してもよいが、目標値への収束を早くするには、初めから目標値に近いほうが望ましい。

そこでこのプログラムでは次のような考え方を採用している。変圧器の鉄心1脚当たりのkVAは次式で与えられる。

$$P = VI \times 10^{-3} = 4.44 f(B S_i)(\rho S_c) \times 10^{-11} \dots\dots\dots (2.1)$$

ただし P : 容量 (kVA)

V : 1脚当たりの巻線電圧 (V)

I : 1脚当たりの巻線電流 (A)

f : 周波数 (c/s)

B : 磁束密度 (G)

ρ : 電流密度 (A/cm²)

S_i : 鉄心断面積 (cm²)

S_c : 1巻線全体の導体断面積 (cm²)

式(2.1)の中で、 $(B S_i)$ と (ρS_c) はいわゆる磁気装荷と電気装荷で、それらの積は変圧器の容量に比例する。

$$(B S_i)(\rho S_c) = K_1 P \dots\dots\dots (2.2)$$

ただし K_1 : 定数

ここでインピーダンスと損失が与えられると、磁気装荷と電気装荷の比が式(2.3)のように決定される。

$$(B S_i)/(\rho S_c) = K_2 Z^\alpha (L_i/L_c)^\beta \dots\dots\dots (2.3)$$

ただし K_2 : 定数

Z : インピーダンス (per unit)

α : 定数 (-0.5~-0.8)

L_i : 鉄損 (kW)

L_c : 銅損 (kW)

β : 定数 (=1)

したがって式(2.2)、式(2.3)から

$$S_i = (K_1 K_2)^{\frac{1}{2}} P^{\frac{1}{2}} Z^{\frac{\alpha}{2}} (L_i/L_c)^{\frac{\beta}{2}} / B \dots\dots\dots (2.4)$$

となり、この右辺は既知であるので、鉄心断面積 S_i が求まる。

また電流密度は導体の温度上昇を仮定して式(2.5)から計算される。

$$\rho = K_3 T_c A / (t S_c) \dots\dots\dots (2.5)$$

ただし K_3 : 定数 (A/°C・cm)

T_c : 導体と油の温度差 (°C)

A : コイルの全冷却面積 (cm²)

t : 紙巻絶縁厚さ (cm)

このように計算された鉄心断面積から、磁気テープに記憶された標準系列の鉄心のうち断面積がもっとも近いものを選ばれる。

図2.2はこのプログラム設計で計算して求めたもので、鉄心断面積を変えたときの中身重量と損失の変化を示している。

(6) 巻線の設計

鉄心の断面積と周波数・磁束密度から各巻線の巻回数が計算され、また巻線電流と電流密度から導体の全断面積が計算される。これらを基にして導体のサイズ・並列導体数を求め、与えられた紙巻絶縁寸法やコイル間絶縁寸法を勘案して、巻線の形状を決める変圧器の機能設計の中軸である。

このプログラムでは巻線計算の出発点として、過去の多くのデータを集積して求めた巻線の高さを仮定して巻線を形作り、その後インピーダンスが目標値に一致しているかを比較して、巻線の高さを修正してふたたび計算する方法が採られた。巻線はまず高圧から計算されて中圧・低圧へと計算されるが、電圧が変わっても巻線計算の方法は同じであるので、高・中・低圧巻線に共通なサブプログラムを四つの巻線形式(連続巻・高容量巻・円筒巻・ラセン巻)を準備して、適宜使いわけている。

(7) 特性計算

変圧器の鉄心と巻線の設計が完了すると、インピーダンス・鉄損・銅損・励磁電流が計算される。このうちインピーダンスと銅損は簡

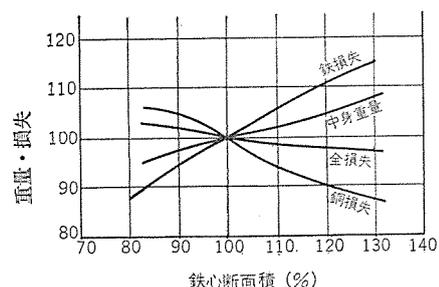


図 2.2 鉄心断面積と重量・損失の関係

単に理論計算できるが、鉄損と励磁電流は磁束密度により非直線的に変化するの
で、単位重量当たりの鉄損と励磁 VA をそれぞれ磁束密度の指数関数および二次の多項式で近似した。

このほかに、サージによる電位振動で巻線各部の絶縁が破壊しないか、変圧器の外部で短絡したときに巻線相互間に生ずる電磁機械力に耐えるか、などの安全性も確かめねばならないが、現段階ではそれだけが独立のプログラムとして別個に計算されている。

(8) 特性値の検討と最適化

前項までで一応設計された変圧器の特性がわかったが、その特性が目標値の裕度範囲にはいらなるときには図 2.3 のような論理判断をして、巻線形状を再度計算したり、鉄心の断面積や磁束密度・電流密度の仮定に修正を加えて同じ計算過程が繰り返される。

一方、変圧器の最経済設計を考えると、「価格が安い」および「効率が良い」という相反する要求を調和させなければならない。そこで損失を金額に換算して変圧器の鉄心と銅線の価格に加算したものを最小になるような最適化の方法を採用入れた。すなわち中身設計が完了した時点で、鉄心・銅線の価格と鉄損・銅損の換算価格を計算し、それぞれ a, b, c, d 円とすると、変圧器の評価額 e はほぼ 4 要素の和で表現できる。

$$e = a + b + c + d \dots \dots \dots (2.6)$$

次に計算されている変圧器について、鉄心の磁束密度を変えずに鉄心の断面積を x 倍に電流密度を y 倍にすると、

- 鉄心の重量 $\div x$ 倍
- 銅線の重量 $\div 1/(xy)$ 倍
- 鉄 損 $\div x$ 倍
- 銅 損 $\div y/x$

となるので、このときの変圧器評価額 e' は式 (2.7) のように変化する。

$$e' \div ax + b/(xy) + cx + dy/x \dots \dots \dots (2.7)$$

この e' が最小になるのは式 (2.7) を偏微分した結果から、次式が成立するときである。

$$x = 2\sqrt{bd}/(a+c) \dots \dots \dots (2.8)$$

$$y = \sqrt{b/d} \dots \dots \dots (2.9)$$

これらの x と y の値を用いて最初から計算を繰り返して、最適の変圧器が設計され、この過程を説明したのが図 2.4 である。

また図 2.3 と図 2.4 のフローチャートからわかるように、特性の検討や最適化の修正をして繰り返し計算する場合は、必ず発散やむだな振動が起これぬようにチェックしている。

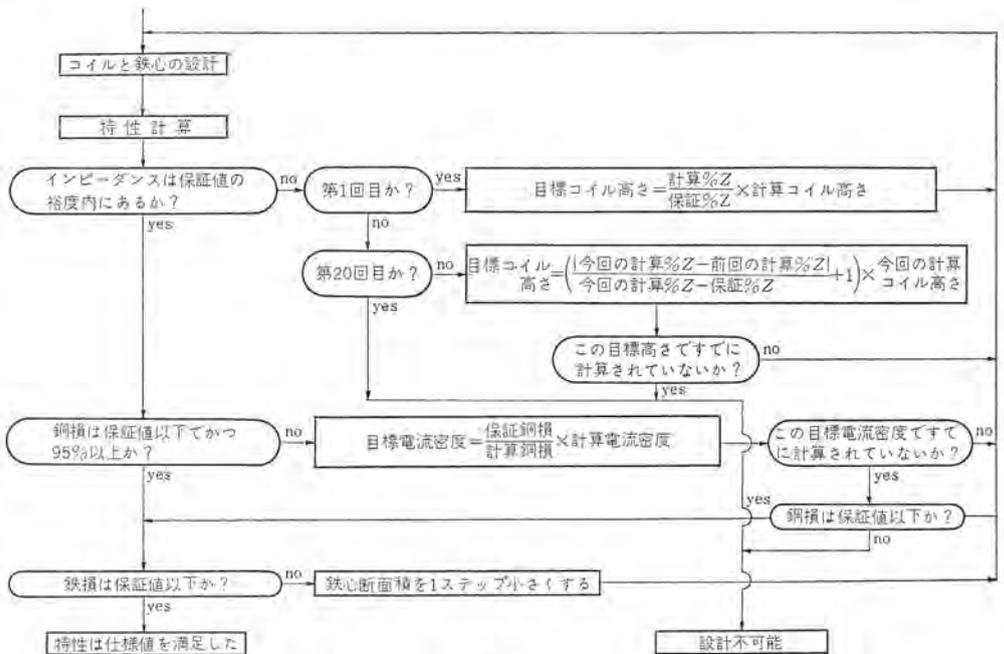


図 2.3 特性値収束のフローチャート

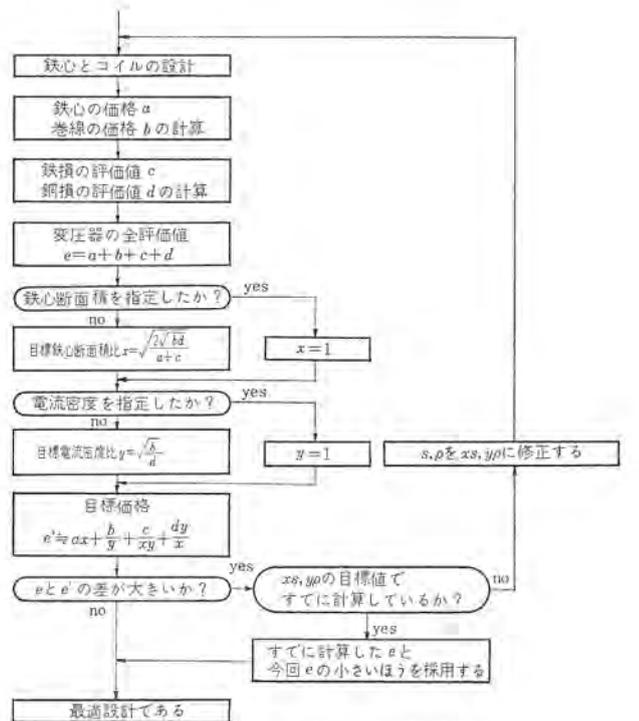


図 2.4 最適設計のフローチャート

(9) タンク、冷却器および付属品の設計

中身設計が終わって特性も仕様値を満足すると、ラッキングとタップ切換器の配置を決めてリード配線の間隔をとり、タンクの寸法を決めタンク重量も続いて計算する。次に冷却計算から放熱器の本数を決め、その他の付属品などの設計をして、一連の変圧器の機能設計計算が終了する。

(10) 出力データ

計算された変圧器各部の寸法や諸特性は一度磁気テープに記憶されてから、別の Printer で設計者が見やすい順序で印刷される。

OUTLINE OF TRANSFORMER			
TANK (RECTAN)	1280.×3160.	H=2750.	WEIGHT= 3820.KG OIL =11520.L
TRANSFORMER DESIGN SHEET			
			PAGE 1/2
L	L	L	COIL NO.1 52.×1.×3. 35.9- 37.5- 39.3- 41.2- 0.
			TOTAL TURNS 1378.×1.×3. 35.9- 37.5- 39.3- 41.2- 0.
			NO.OF COILS (12.+14.)×1. (14.+12.)×1. 11.83×26.=308.
			CONDUCTORS 1 (1.6×10.0) 1 (3.12×11.52) 1 (3.43×11.83) 11.52×26.=300.
			T.PER COILS 15.70 .94× 8.0×23.=173.
			LAYERS 28.0 (1)-87.5 25.0 (1)-86.0 .94×12.0×24.=271.
			T.PER LAYERS 2.63A/SQ .94×50.0× 3.=141.
			COIL BREADTH 1.52 PI 1.83 PI TAP 25.×1.= 25.
			BETW.LAYERS DSP 0.×0.= 0.
			MEAN TURN 2138. 0.MCT 0. SPT 0.×0.= 0.
			TOTAL LENGTH 2946.2+1.8=2948.×1.×3. DL 0. 1218.
H	H	H	RESISTANCE 1.350/1 0.1194E 02 OHM CU 87.5 2SP= 56.
			WEIGHT 139.6×1 1234.KG (HISERCAP) 2× 87.5=175. 2HI=180.
			RESIST LOSS 15360. 593. 2PR= 80.
			COPPER LOSS
DIMENSIONS			
TURN DIST.			
			TRANSFORMER DESIGN SHEET PAGE 2/2
*****			COIL NO.3
			TOTAL TURNS
			NO.OF COILS
			CONDUCTORS
			T.PER COILS
			CONDUCTOR HV 1234.0 KG
			LAYERS MV 0.0 KG
*****			T.PER LAYERS LV 752.0 KG
			COIL BREADTH INSULATION 971.0 KG
			BETW.LAYERS CORE (G- 13) 5244.0 KG
			MEAN TURN END FRAME 787.0 KG
*****			TOTAL LENGTH COTHER PARTS 0.0 KG
H-TAP			WEIGHT ALLOWANCE 412.KG
			RESIST.LOSS
			COPPER LOSS
			CORE AND COIL ASSEMBLY TOTAL 9400.0 KG
			TANK 1280.×3160. H=2750.3820.0 KG
			DIMENSIONS RADIATORS 6.FT 17.T ×16.PCS 3152.0 KG
			TURN DIST.
DATE 41-12-14			
DES.NO.90014.	LH-	ORDER 99.-909090.	2.SETS
NAME T.TAJIMA		CUSTOMER MITSUBISHI DENKI	

図 2.5 電子計算機による変圧器の設計書

図 2.5 は計算された結果の一例である。

2.3 プログラムの大きさと計算時間

プログラム作成に用いた言語は FORTRAN で、計算機は IBM 7090 を使用している。

この変圧器設計プログラムで用いられる計算機記憶素子は約 38,000 個が必要であるが、IBM 7090 の利用できる記憶容量は 26,000~27,000 個 (計算制御用の記憶素子も含めると 32K) であるので、計算機の能力をこえている。このためプログラムを四つの link に分割して磁気テープに記憶して、必要に応じて一つの link ごとに計算機の記憶部へ移管させて計算させる system を採用することにより、1 link 当たりに要する記憶素子の数を 26,000 個に制限した。また一つの link の中でも 6~40 個の独立した Sub-program に分割されているので、プログラムの単位が小さくなりプログラム作成時の構成やプログラムの修正を容易にしている。

また 1 台の変圧器の設計に要する計算時間は、平均 30 秒程度である。人間が計算すると熟練した技術者でも 2 時間を要したのを考えると迅速正確であり、かつ設計者が計算していた時間を、より高度な技術問題に取り組めるという利益を生み出した。

3. 絶縁加工図の作成プログラム

3.1 計算機による図面作成の問題点

計算機による計算の長所である、速さ・正確さ・記憶能力は、変圧器の製作図面を作成するときにも利用できる分野が多い。そこで計算機による図面作成の問題点をあげると、

(1) Digital Computer では連続線が描けないので、複雑な細かい図面は作成できない。

(2) 印刷される文字は英字であるので、言葉は英文またはローマ字になり、工場作業者の再教育が必要である。

(3) 計算プログラムを作成する前に、できるだけ設計法や部品を標準化してプログラムを簡素にしなければならない。この標準化の作業のほうがプログラム作成よりも重要で時間も要する。標準化が十分推進されていないとプログラムが雑多になり、プログラムの開発費がかさむ。

(4) プログラムを作成するため、図面作成者がかなり高度な計算機の知識を吸収しなければならないが、その時間的余裕がない。しかしこのような問題点を克服して、図面作成の作業を計算機化すれば、おのずと利益が生じる。

変圧器の製作図面を作成する作業も、順次計算機化するよう計

画中であるが、まず最初に計算手順の簡単な外鉄形変圧器の「絶縁寸法表」の作成プログラムを作成し、効果をあげているので紹介する。

3.2 「絶縁寸法表」とは

外鉄形変圧器では薄い長方形板状のコイルを数枚重ねた高圧コイル群と低圧コイル群を交互に数群が配置され、それぞれのコイルとコイル間、コイルと大地間、高圧コイルと低圧コイル間の絶縁を保つため、図3.1のようにプレスボードで作られた種々の形状の絶縁物が必要である。これらの絶縁物部品を加工するために絶縁加工図が必要であるが、その形状は9種類に分類できるので、あらかじめ標準図を作成して、変化寸法だけ計算して一覧表にした「絶縁寸法表」が作成される。

各絶縁部品の計算式は簡単であるが、項目が多くコイルと絶縁物の組立図を見て立体的な相互位置関係を想像して、そのうえに工作上的制約や作業方法も考慮して計算しなければならず、熟練した設計者でも多くの労力を要する。

たとえば三相100 MVA、140号の変圧器において、高圧巻線の絶縁部品の種類（品番と呼ぶ）だけでも250あり、1品番ごとに平均25の記入事項があるから、計 $250 \times 25 = 6,250$ の項目を計算しなければならない。また超高圧200号変圧器では約 $400 \times 25 = 10,000$ 個の項目が絶縁寸法表に記入される。したがって計算に要する日数は140号程度の標準絶縁構造でも1群当たり3日間、200号段絶縁構造になるとコイルの大きさが1枚ずつ異なるので1群当たり7日間であり、1台の外鉄形変圧器のすべての絶縁部品寸法を計算するには7~20日間費やしており、それだけ計算まわがいはいる危険性を含んでいた。

このような複雑な外鉄形変圧器の絶縁構成を詳細に分析して、よく似たコイル配置に分類して、数種類の簡単な計算式をプログラムにして、絶縁部品の寸法を算出している。

3.3 プログラムの概要

図3.2は絶縁寸法表を作成するプログラムの概略フローチャートである。その計算の順序にしたがって説明すると、

(1) 入力データ

入力データは表3.1のように、機能設計の計算結果から得られ

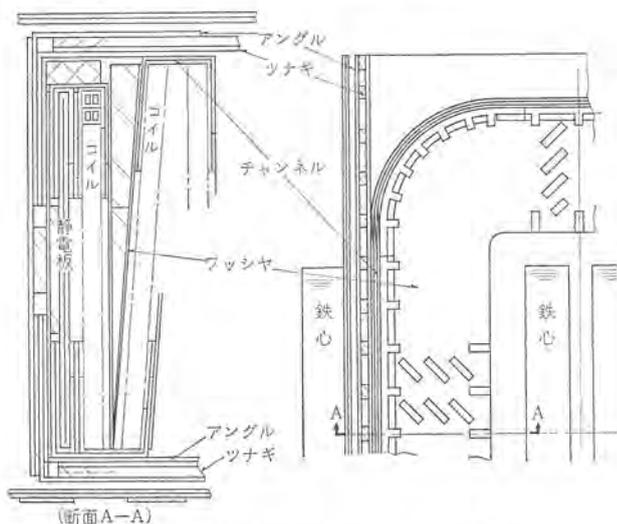


図3.1 外鉄形変圧器のコイルと絶縁構成

る基礎的な項目だけで、パンチカードは3枚である。

(2) 該当する絶縁構成の選出

2枚のコイル間とコイルと鉄心間の絶縁構成を、絶縁距離の相違により約50のグループに分類して記憶させておく。入力データの各コイル間とコイル鉄心間距離に対応するそれぞれの絶縁構成グループを選んで計算する。ひとつのグループを構成している絶縁部品の寸法を品番の数(k 個)だけ計算してから、次のグループも同様に計算し、巻線の1群を構成するコイル枚数($k \times k$ 個)まで繰り返す。このようにしてどのような組み合わせの絶縁構成でも計算される。

(3) 定数の選出と変数の計算プログラム

このプログラムの中心である絶縁部品寸法の定数や変数の算出式は、グループごとに独立したSub-program形式にしている。したがってグループの絶縁構成を変更したいときには、全体のプログラムに手を付けず、その小さなSub-programだけを修正すればよいので、絶縁構造の改良や進歩にすぐプログラムが追従できるようにしている。

(4) 品番の整理と決定

うえに述べたように、 k 個の絶縁部品からなるグループを $k \times k$ 個

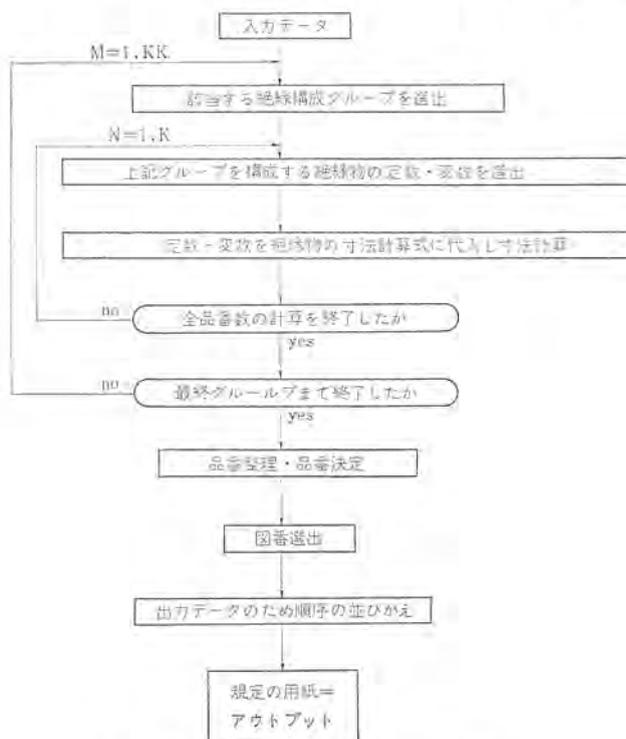


図3.2 絶縁加工寸法計算の概略フローチャート

表3.1 絶縁加工寸法計算の入力データ

鉄心関係	コイル・絶縁関係
幅	絶縁階級(線路端)
積高さ	絶縁階級(中性点)
窓幅	コイル枚数
シールド高さ	各コイル1ターンの幅
	各コイル厚さ
	コイル群の種類(Line, Body等)
	2コイル間絶縁距離
	2コイル間絶縁構成の種類

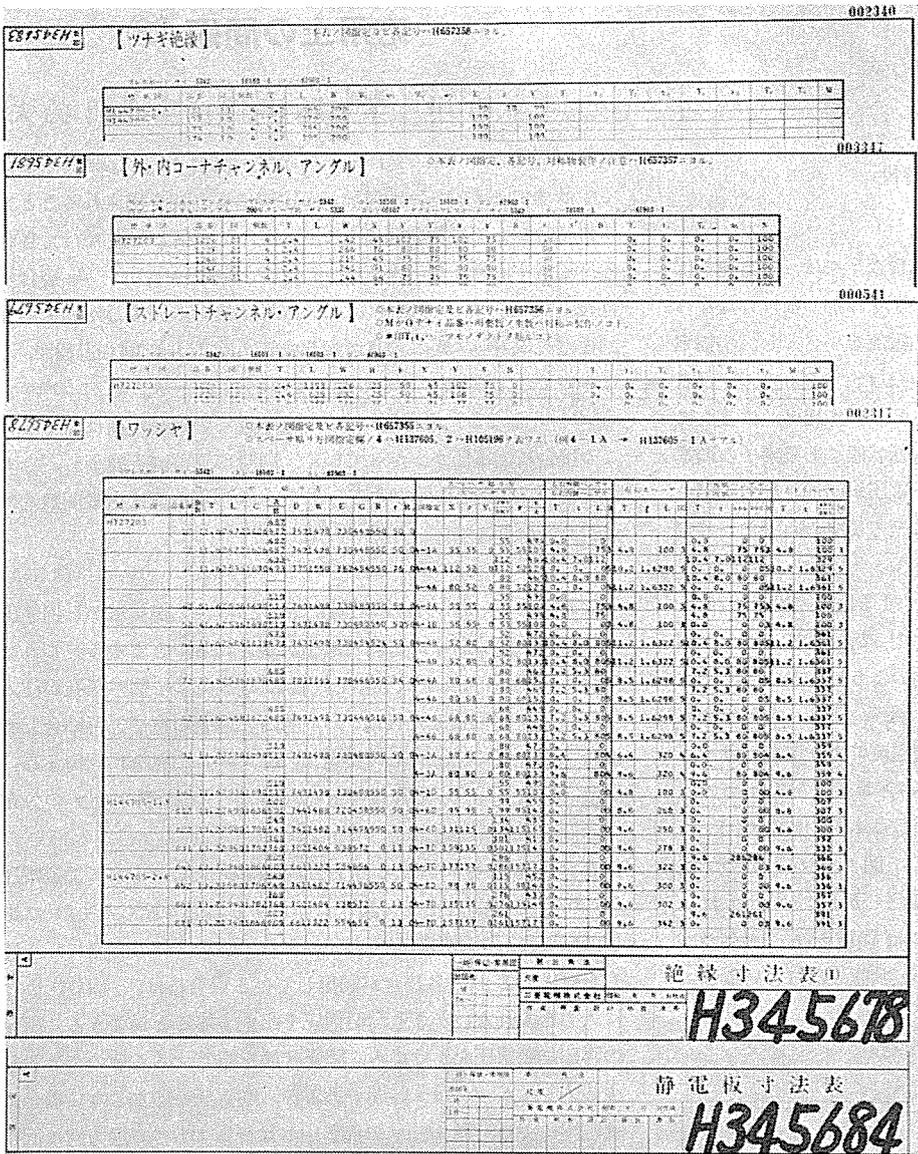


図 3.3 電子計算機で計算した絶縁寸法表

まで次々と計算していくと、 $k \times k$ 個のデータが求められる。しかしそれらのデータのうち同じ形状の絶縁部品があるはずで、それらの同じ形状の部品の数を数えてひとつの品番に整理し、その絶縁部品が絶縁構成の中で占める位置により、規則正しく品番の番号付けをして、製作過程における加工や組立ミスを防止してい

る。また品番ごとに分類されたデータは、工場での組立順序にしたがって並び換えられる。

(5) 図番選出

この寸法表で加工される絶縁部品を組立てるときに必要な絶縁組立図の図面番号をリストから選ぶ。

(6) 出力データ

このように計算された絶縁部品の寸法は、このプログラムのために作成された特殊なワーク組が印刷されている用紙に打ち出される。図 3.3 は計算結果の一例である。

3.4 プログラムの大きさと計算時間

プログラム言語と計算機の機種は、機能設計プログラムと同様に「FORTRAN」「IBM 7090」である。

計算機の記憶容量の関係で、全体のプログラムを六つの link に分割して磁気テープに読み込んでおり、1群の巻線の絶縁寸法を計算するのに必要な時間は平均1分である。

4. むすび

変圧器の設計段階における電子計算機の利用例として、「機能設計計算」と「絶縁加工図の作成」のプログラムの概要を紹介した。これらのプログラムはまだ設計業務の一部分を肩代わりしているだけであるが、それでも機能設計では1ヶ月に80時間、絶縁加工図の作成では1ヶ月に150時間ほどの作業が節約され、また正確な結果が早く得られるようになった。

今後も電子計算機の利用を促進して、変圧器の設計から工程管理までの一連の作業を電子計算機が代行する日は間近い。

シリコン制御整流素子のスイッチング特性と 応用上の問題 (3)

船川 繁*・飯田 隆彦*・小嶋 鈴夫*

4. ターンオフ特性

4.1 ターンオフ機構

導通状態にあるサイリスタを、阻止状態に戻すには、順電流を保持電流より小さくするか、あるいは逆電圧を印加しなければならない。前者の場合は外部回路により、順電流を小さくし、増幅率 α の和を1より小さくすることによりターンオフするもので、後者の逆電圧を印加して強制的にターンオフさせるのに比べ、はるかに長い時間を要する。ターンオフ時間は、導通状態にある素子の順電流がシャ断されてから、ふたたび順阻止電圧が印加されても阻止特性を回復し、ゲートが制御機能をもつに至る最少の時間として定義される。

図4.1に逆電圧を印加してターンオフさせる場合の素子に流れる電流、素子の電圧波形の説明図を示す⁽⁵⁾。導通状態において順電流が流れている状態においては、既述のように、 P_B 、 N_E 層よりそれぞれ隣接したベース領域 N_B 、 P_B 層へ、正孔、電子を注入する。したがって、両ベース領域は、順電流により過剰のキャリアで飽和する。この分布を描くと図4.2のとおりとなる。おのこの領域において、過剰の電子、正孔の数は本質的に常に同一である。素子に印加する電圧を反転すると、図4.1 t_1 において電流は減少しはじめ t_2 においてゼロとなる。しかしこのときは、 $J_1 \sim J_3$ の三つの接合の近傍、ならびにベース領域には、過剰のキャリアが存在し、接合はいずれも順バイアス状態となっているので、

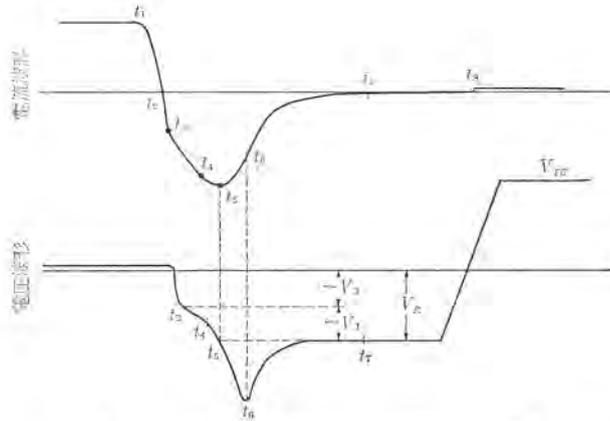


図4.1 ターンオフ時のサイリスタの電流電圧波形

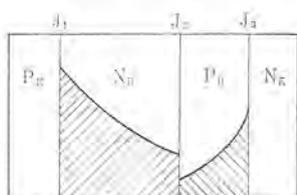


図4.2 導通状態のときの過剰キャリア分布

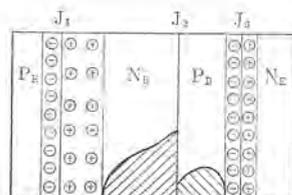


図4.3 逆電圧印加時による回復期間の過剰キャリア分布

素子の両端では、正の電圧降下を示す。接合 J_1 と J_3 の近傍にある少数キャリアは、ベース領域から電界により掃き出されるとともに再結合をして平衡状態にもどり、接合は回復して逆バイアスされる。通常 P_B 層は N_B 層よりライフタイムが小さいので、 J_3 接合の回復が J_1 より早い。図4.1の t_3 は J_3 接合の回復した点であり、回復電流の di/dt がこの点で変化する。次に J_3 と同じ過程で、 t_4 において J_1 が回復しはじめ逆電流の増加はへり、 t_5 において $di/dt=0$ となる。逆電流によって J_1 近くの過剰電荷はなくなり、この接合に逆電圧がかかってくる。同時に逆電流も減少し、 $t=t_6$ で接合 J_1 は完全に回復する。このときの逆電流は指数関数的に減少しており、

$$I_R(t) \propto e^{-t/T} \quad (4.1)$$

と表わされる。 J_1 の回復の過程で正孔がベース領域から掃き出されると、 N_B 層には過剰の電子が残されることとなる。これは接合 J_2 の順バイアスを大きくし、接合 J_2 から N_B 層へ正孔が注入される。 J_1 が回復した後は、 N_B 層内で過剰の電子と再結合して消滅する。このようにして接合 J_2 は $t=t_6$ で完全に回復する。図4.3に、 J_1 、 J_3 回復後のベース層における過剰キャリアの分布を示した。

なお図4.1 t_6 における電圧は回路のインピーダンスによる電圧 $L \cdot di/dt$ が逆電圧として素子に印加する場合を示したものである。 t_7 の後、再印加順電圧を印加する。 t_8 において完全に、上述した機構により、各接合が回復している場合には、もはやゲートに入力を入れないうざり、順電圧を阻止することができる。所定の再印加順電圧をかけても、阻止状態を維持することのできる最少の $t_9 \sim t_{10}$ がターンオフ時間であるが、逆電圧を印加しない場合には電界による過剰キャリアの掃き出しは行なわれず、逆方向に回復電流が流れず、各接合の回復は、再結合のみに待つこととなり、きわめて長い時間を要する。式(4.1)よりターンオフ時間の短い素子の製作には、ベース領域のライフタイムの短いものを得ることが最も重要であり、回復電流を大きく流したほうが、接合 J_1 、 J_3 の回復は速く有利であることがわかる。その他回路上の因子については後の節でさらに議論する。

4.2 ターンオフ時間の短いサイリスタ

前節で記述したターンオフ機構より明らかなように、ターンオフ時間を左右する因子のうち、外部回路条件より与えられる印加逆電圧の大きさ、回復電流の大きさ、再印加順電圧などの因子を除いては、ベース領域の少数キャリアのライフタイムがもっとも重要な影響をターンオフ時間に与える。

4.2.1 ライフタイムのサイリスタ諸特性への影響

(1) 順阻止特性

ターンオフする際の増幅率の大きさは、すでに述べた式(2.5)で決められるが、この式の α は各エミッタ接合を通る電流の大きさに変化する。また α は3.1節で記述したように、注入率と到達

率の積からなる。今、増幅率 α がライフタイムによりどのように変化するかを見る。

注入率 γ_{1N} , γ_{2N} は次の式で表わされる⁽¹³⁾。

$$\left. \begin{aligned} \gamma_{1N} &= \frac{\int_0^{W_{PE}} P_1 dx}{\int_0^{W_{PE}} P_1 dx + \int_0^{W_{M_1}} N_3 dx} \\ \gamma_{2N} &= \frac{\int_0^{W_{PE}} N_4 dx}{\int_0^{W_{PE}} N_4 dx + \int_0^{W_{PB}} P_3 dx} \end{aligned} \right\} \dots\dots\dots (4.2)$$

この式において少数キャリアの拡散長が W_{PE} , W_{NB} に比し小さい場合は、それらの代わりに拡散長を入れねばならない。拡散長は式(3.8), (3.9)で示される。ライフタイムが短くなると拡散長は短くなり、 $L \rightarrow 0$ の極限では $\gamma \rightarrow 1/2$ となる。次に到達率 β は式(3.6), (3.7)のように表わされ、ライフタイムが短くなるにしたがい小さくなる。したがって増幅率はライフタイムの減少により小さくなるのがわかる。一方接合部を流れる電流は順阻止状態においては J_2 接合が逆バイアスされるので、ここを流れる電流で決められる。拡散による電流は次の式で表わされる。

$$I = \left(\frac{qAD_p P_2}{L P_2} + \frac{qAD_n n_3}{L n_3} \right) (\exp V_2 / K T - 1) \dots\dots\dots (4.3)$$

A は接合部の面積であり、その他は図 2.1 に示した記号によって。上式より拡散長が小さいほど、すなわち小数キャリアのライフタイムが短いほど電流は大きいことがわかる。また J_2 接合の空間電荷領域における発生電流は、ライフタイムが小さいほど大きくなる。以上の考察から、電流増幅率はライフタイムの低下とともに減少するが、阻止状態における飽和電流ならびに、発生電流は逆に増加する。通常前者のほうの効果が大ききくのでターンオフ時間の短い素子、すなわち、ベース層のライフタイムの短い素子のほうが α が小さく、ラークオーバー電圧の温度依存性は少なくなるのが普通である。

(2) ゲート点弧特性 V_{gf} , I_{gf}

ゲート点弧電圧 V_{gf} , およびゲート点弧電流 I_{gf} のライフタイムに受けける影響は、前項と同様に説明できる。すなわち、2.1節で説明したようにゲート入力 $\alpha_{1N} + \alpha_{2N} \geq 1$ を満足させるように、 P_B 層へ加えられるのであるから、ライフタイムの I_{gf} , V_{gf} への影響は、前項のライフタイムの増幅率 α_{1N} , α_{2N} への影響を考えればよいことになる。ベース領域の少数キャリアのライフタイムの低下により、注入率ならびに到達率は減少するから、ターンオンの条件を満たすにはより大きな電圧がエミッタ接合を流れねばならない。したがって I_{gf} は大きくなる。次にゲート陰極間の電圧電流は接合 J_3 をもつダイオードと、注入に対して無効な漏れ電流を流す等価抵抗 R との並列回路を考えると、

$$I_g = \frac{qAD_p n_3}{L n_3} (\exp V_g / K T - 1) + \frac{V_g}{R} \dots\dots\dots (4.4)$$

で表わされる。したがって大きな I_{gf} は当然大きな V_{gf} を要する。これからターンオフ時間の短い素子は一般に大きな I_{gf} , V_{gf} をもつといえる。

(3) 保持電流

素子がターンオンした後、導通状態ではゲート入力はとり去られ

ても、順電流により導通状態は維持される。この順電流を回路電圧を下げるか、回路抵抗を増大させて減らしてゆくと、増幅率 α は図 1.2 のように変化するから $\alpha_{1N} \alpha_{2N} \geq 1$ なる I_{MIN} が存在する。 $I < I_{MIN}$ になると素子はターンオフし、阻止状態にもどる。この I_{MIN} すなわち保持電流は前項の I_{gf} とまったく同様にライフタイムの影響を受ける。すなわちベース領域のライフタイムの減少に伴い、一定電流における α は減少するから I_{MIN} は増大することになる。したがってターンオフ時間の短い素子は一般に保持電流が大きい。

(4) dv/dt によるラークオーバー電圧

3.1節で説明したように dv/dt による V_{BD} の減少はベース層のライフタイムの短いものでは改善される。

(5) ターンオン時間

ターンオンの際の導通領域のひろがりの機構を 2.2節で述べたが、拡散と負荷電流による未導通領域へのオパドライの機構などいづれもベース層のライフタイムの小さいときは、再結合により、広がりを小さくする。ターンオン時間の短い素子はしたがって一般にターンオン時間が長くなる。

(6) 順電圧降下

導通状態における順電圧降下は、図 2.8 に示すように各接合における電圧降下と、大電流領域においては各層における電位降下とからなる。今 N_B 層をとって考えると、この層は他の層に比し不純物濃度が低く、 P_E , P_B 層で PIN 構造を形成すると考えることができる。PIN 構成においては電源密度が 200 A/cm^2 のオーダーになると、I 層における再結合度が高くなり、注入したキャリアの消滅が早められ、中央領域における電位降下を増大させることになる。

4.2.2 ライフタイムの制御とターンオフ時間

前項の説明から明らかなように、ターンオフ時間を短くするためにライフタイムのみを下げることは不可能であり、ターンオフ時間を所定の値にすることはベース層のライフタイムを制御し、各層の厚み、不純物濃度など設計上のパラメータを最適にしなければならない。

ターンオフ時間とベース層のライフタイムとの関係は次のような仮定のもとに式(4.5)のように近似的に表わされる。すなわち導通状態にある素子の N_B 層には過剰のキャリアが存在し、その電荷 Q_0 は順電流 I_f に比例し、 N_E 層からの注入により供給されるとする式(4.6)のようになる。

$$t_{of} \approx \tau_{P_2} \log \frac{I_f}{I_h} \dots\dots\dots (4.5)$$

$$Q_0 = \alpha_{2N} I_f \cdot \tau_{P_2} \dots\dots\dots (4.6)$$

素子に印加する電圧を逆バイアスすると、 N_B 層のライフタイム τ_{P_2} により再結合して減少していく。 t 時間の後に順電圧を再印加した瞬間に流れる電流 I_h は、 N_B 層に残存する電荷に比例すると考えると

$$I_h \propto Q_0 \exp\left(-\frac{t}{\tau_{P_2}}\right) \dots\dots\dots (4.7)$$

となり、 t 時間後に保持電流 I_h より小さいときはターンオフが可能とする

$$I_h = I_f \exp\left(-\frac{t_{of}}{\tau_{P_2}}\right) \dots\dots\dots (4.8)$$

となる。これより式(4.6)がえられる。 $I_f = 20, 10 \text{ A}$ の場合につ

いて種々の τ_p について I_h と t_{off} の関係を図にしたのが図 4. 4 である。ベース領域におけるライフタイムの制御には、シリコンウエハへの金の拡散を行なう方法⁽¹⁴⁾、シリコンウエハを熱処理する方法⁽¹⁵⁾、あるいは放射線をあてる方法⁽¹⁶⁾がある。

金は通常拡散に用いられるボロン、アルミ、ガリウムなどに比し、6 ヶタから 7 ヶタも大きい拡散係数を持ち、結晶格子内で再結合中心となる。この再結合中心の密度は $8 \times 10^{10}/\text{cm}^3$ にもなると報告されている。再結合中心密度 N とライフタイムには、 N 形シリコンの場合 $\tau_p \approx \frac{7 \times 10^7}{N}$ の関係がある。金の拡散温度を変えることにより、 N を変えることができライフタイムを制御できる。金を拡散する場合の素子の製作プロセスは大略図 4. 5(a) となる。

次に熱処理による方法は、シリコンウエハを高温から急速に冷却することにより、再結合中心を結晶中に導入するものである。これは結晶中の空位や、あるいは不純物原子のような不完全性に起因していると考えられている。シリコンを急冷する際の急冷開始点の温度とライフタイムの変化状況の例を図 4. 6 に示す⁽¹⁷⁾。この熱処理方法を用いて素子を作成するプロセスの大略は図 4. 5(b) のとおりになる。急冷は拡散の後、引き続き所定の温度に冷却され

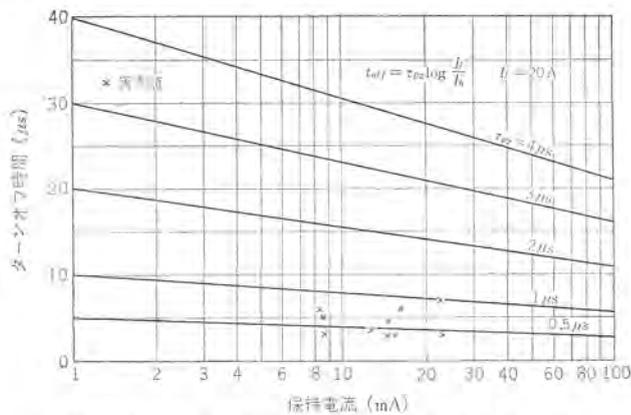


図 4. 4 P_B 層のライフタイム 保持電流とターンオフ 時間



図 4. 5 ライフタイムを制御したサイリスタの製作フローチャート

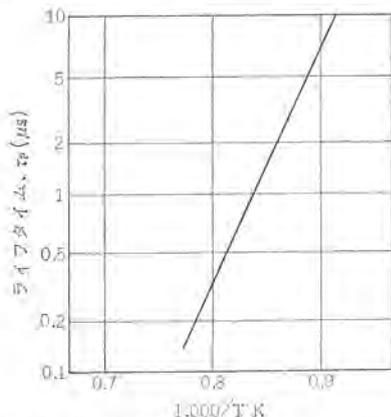


図 4. 6 急冷開始温度とライフタイムの関係

てから、シリコンウエハを炉内からすばやく取り出し、エチレングリコールや、シリコンオイルにつける方法、または少くとも $50^\circ\text{C}/\text{分}$ 以上の速さで冷却できるような方法が必要である。冷却速度が速いほど、同程度のライフタイムの減少量をうるには冷却開始温度は低くてよい。

放射線をあてる方法も、上の冷却による方法と同じ機構でライフタイムを制御できる。通常放射線としては電子線、または γ 線が用いられる。この方法は量産に向かない欠点がある。

ベース層のライフタイムの制御とともに、ターンオンの際の広がり速度を大きくするために、P_B 層の不純物濃度、ベース幅は重要な因子である。またゲート点弧特性、順特性、 dv/dt 特性なども所定の範囲に入れるような設計上の各種パラメータの最適化が必要であることはいうまでもない。以上の考慮を払って製作されている 2SF 460 シリーズの例では、順電流 20 A、ゲート点弧特性は一般用の素子と同じ最大点弧電流 50 mA、順電圧上昇率は $50 \text{ V}/\mu\text{sec}$ の規格を満たし、ターンオフ時間は $T_j = 125^\circ\text{C}$ で最大 $6 \mu\text{sec}$ である。

4. 3 測定回路

ターンオフ時間はターンオン時間と同様、サイリスタの重要なスイッチング特性の一つであり、測定条件および回路条件により変わる。そのおもな要因をあげると次のようになる⁽¹⁸⁾⁽¹⁹⁾。

- (1) ターンオフ直前の順電流の大きさとその減少率
- (2) ターンオフ後印加する再印加電圧の大きさとその上昇率 (dv/dt)
- (3) 逆方向回復電流の大きさとその増加する割合 (di/dt)
- (4) 再印加順電圧が印加される直前の逆電圧の大きさ
- (5) 接合部温度
- (6) ゲート負バイアス電圧

このようにターンオフ時間 t_{off} に影響をおよぼす要因は多く、測定器はこれらすべての要因を独立なパラメータとして測定できるものが望ましいが、この条件を満たすことは容易ではない。

図 4. 7 の回路は現在使用されているターンオフ時間測定器の中で最もよいとされている測定器の基本回路の一例であるが、この回路方式にも欠点はいくつかある。たとえば di/dt 、逆電流、逆電圧がそれぞれ独立なパラメータとして変えることができないこと、供試サイリスタの逆回復時間の大小によってダイオード D_1 の選択が必要となることなどである⁽¹⁸⁾。

まず図 4. 7(a) の回路動作を簡単に説明しよう。供試サイリス

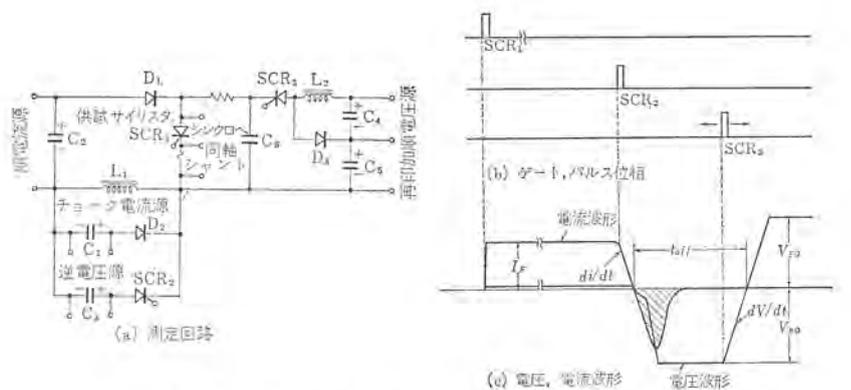
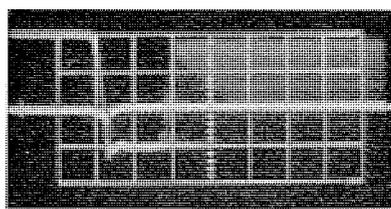
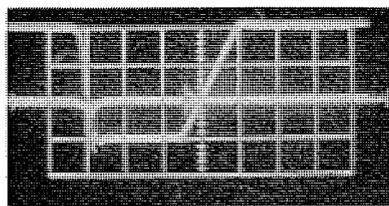


図 4. 7 ターンオフ 時間測定回路および ターンオフ 時の電圧、電流波形



縦軸 電流 10 A/目盛
電圧 50 V/目盛
横軸 時間 5 μs/目盛
(a) 成功例



縦軸 電流 10 A/目盛
電圧 60 V/目盛
横軸 時間 μs/目盛
(b) 失敗例

図 4.8 ターンオフの成功例と失敗例

次に (b) 図に示す位相のゲートパルス電流を流して導通状態にし、ある一定の時間後に SCR₂ を導通状態にする。これにより C₃→SCR₂→SCR₁→D₁→C₂→C₃ のループで供試 SCR₁ に逆電流が流れる。次に SCR₁ が逆回復後ある時間間隔をおいて SCR₃ を点弧する。このとき L₂ に流れていた定電流は C₀ に流れ $dv/dt=I/C$ の電圧上昇率で C₀ を充電し、これが供試 SCR₁ に対して順方向に印加される。もちろんこのとき D₁ が完全に逆回復していないならば、SCR₂ の点弧後すぐに SCR₃ を点弧すると、供試サイリスタはまだ順方向に対して導通状態にあり、 dv/dt なる再印加電圧によりふたたび順電流を流し導通状態となる。すなわちターンオフに失敗する。SCR₃ の点弧位相をさらに遅らせれば、供試サイリスタに再印加順電圧を印加しても供試サイリスタはふたたび導通状態とならず、ターンオフに成功する。このように SCR₃ の点弧位相を調整することにより、供試サイリスタが再点弧しないぎりぎりの時間が求められる。この時間がターンオフ時間である。しかし SCR₃ の点弧特性をいかに調整しようとも供試サイリスタが再点弧し、ターンオフ時間が測定できなくなることがある。これは本来ターンオフ機構とは別問題で、3章で述べた dv/dt によるブレークオーバー電圧 V_{BO} の低下に起因する。

図 4.8 は 2SF 290 A シリーズのターンオフの失敗例と成功例である。

4.4 ターンオフ時間に影響する要因

4.4.1 負荷電流 (順電流 I_F) による影響

サイリスタに流す順電流 I_F を増せば、これによる注入キャリアの量が多くなり (過剰キャリアの量が多い)、接合部にたくわえられる電荷量が増すので、ターンオフ時間 t_{off} は増加する。しかし I_F による接合部の蓄積電荷量の増加は、電流減少率 dv/dt を一定に維持するなら、素子の逆回復時間を大きくし、逆電流による一掃 (sweep out) 電荷量を大きくするので、P_BN_B 接合部の回復時間におよぼす影響は少ない。したがって I_F によるターンオフ時間の

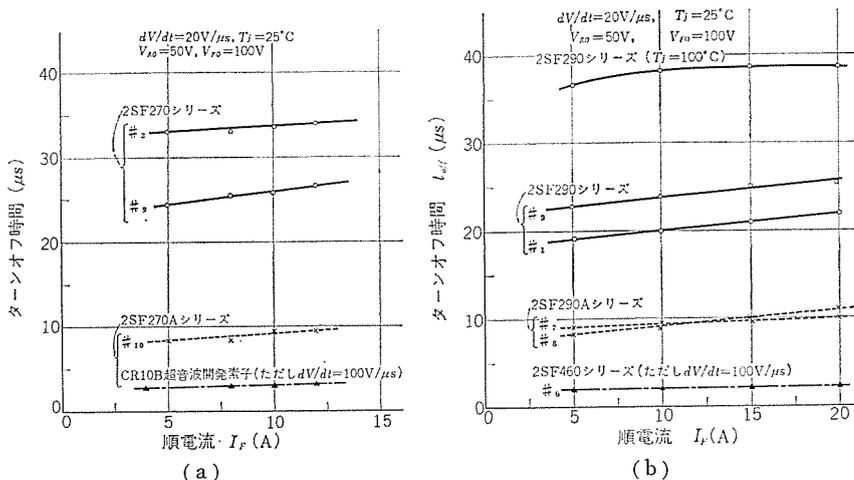


図 4.9 ターンオフ時間と順電流の関係

増加はわずかな量となる。

図 4.9 に t_{off} と I_F の関係を示す。同図にはターンオフ時間の特別短い素子を要求する応用のために開発された素子 2 機種および一般の同一定格電流のサイリスタ 3 機種における t_{off} 特性を示している。

25°C での負荷電流 I_F による t_{off} の変化率は 2 SF 290 シリーズ (CR 20 A) では 0.2 μs/A 程度かそれ以下、2 SF 290 A シリーズでは 0.08 μs/A 以下、2 SF 460 シリーズ (CR 20 超音波用) では 0.016 μs/A 以下であって、接合部温度が上昇すればその変化はさらに小さくなる。ただし測定条件は図中に明記したとおりである。

また 10 A クラスの 2 SF 270 シリーズ (CR 10 B) では 0.125 μs/A 以下、2 SF 270 A シリーズ (CR 10 B インパルス用) で 0.08 μs/A、CR 10 B 超音波用開発品で 0.02 μs/A 以下の変化率である。

4.4.2 順電流減少率 di/dt の影響

電流減少率 di/dt を大きくすると、外部へ一掃する電荷量が多くなって、ターンオフ時間が短くなることが予想されるが、P_BN_B 接合部の回復時間におよぼす影響は少ないので、ほとんど変化しない。2 SF 300 シリーズ (CR 100 A) の測定結果では、全然変化しない素子もあり、変化してもその変化率はわずかなものである。

4.4.3 再印加順電圧上昇率と順電圧の影響

4.1 節で述べたように、ターンオフ過程にサイリスタが逆回復しても P_BN_B 接合部の近傍には過剰キャリアが存在しており、この過剰キャリアが消滅しないうちにふたたび順電圧を印加すれば、N_B 層の正孔は P_B 層へ、また P_B 層の電子は N_B 層に流れ込むため電流増幅率の和が 1 を越え導通状態となる。しかし P_BN_B 接合部の過剰キャリアが完全に消滅しなくても、 $M(\alpha_{1N} + \alpha_{2N}) \geq 1$ の Moll の式を満足しなければふたたび導通状態とはならない。この条件を満たすかどうかは再印加順電圧上昇率と再印加順電圧の大きさによる。再印加順電圧上昇率 dv/dt を高くすれば、3.1 節 dv/dt によるターンオン機構で述べたように P_BN_B 接合部容量の充電電流 $C_m dv/dt$ が大きくなり、電流増幅率が 1 を越え導通状態へ引き戻す。この限界点は P_BN_B 接合部の残存キャリアによる注入と $C_m dv/dt$ によるキャリアの注入の和が $(\alpha_{1N} + \alpha_{2N}) = 1$ とするときであり、阻止状態に (ターンオフに成功) するには、 dv/dt による充電電流の増加分だけ残存キャリアによる注入を減らさなければなら

ない。これは $P_B N_B$ 接合部の回復時間を実効的に長くし、ターンオフ時間を長くする。

図 4.10 にターンオフ時間と dv/dt の関係を示す。同図は電流 20 A クラスの 2 SF 290 シリーズ (CR 20)、2 SF 290 A シリーズ (CR

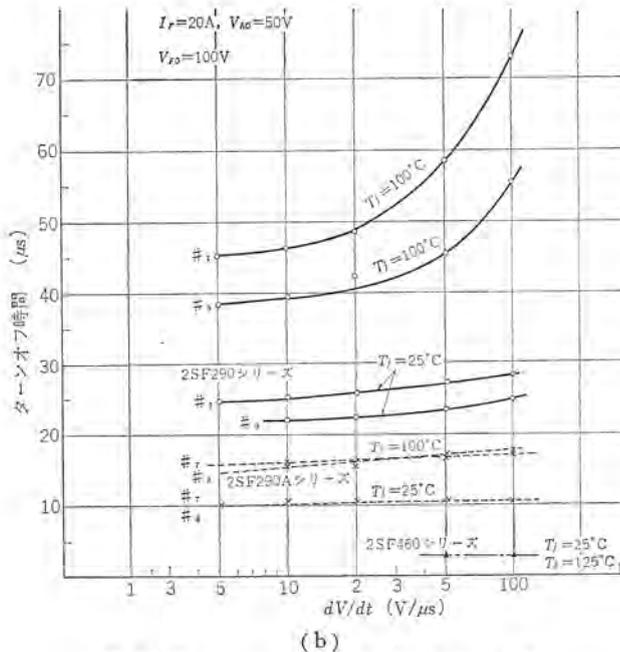
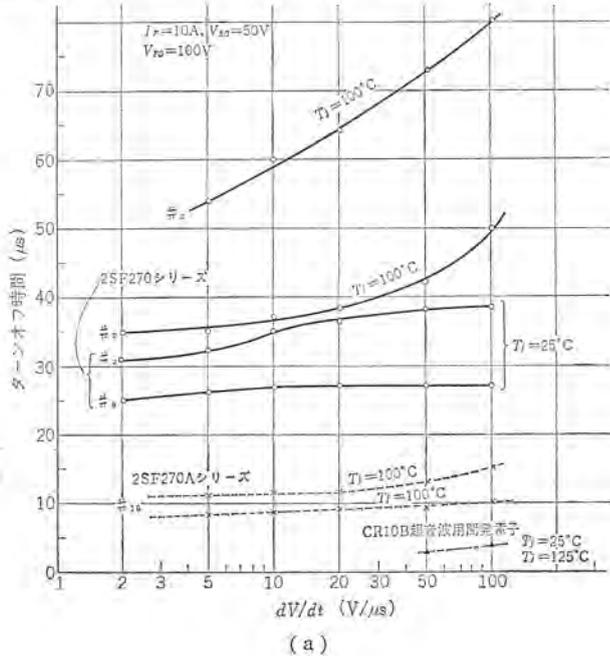


図 4.10 ターンオフ時間と dv/dt の関係

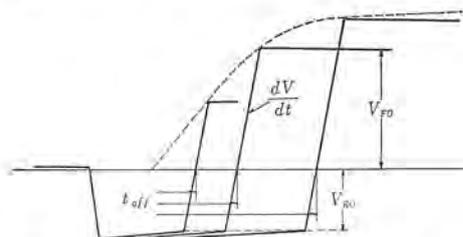


図 4.11 再印加順電圧 (V_{R0}) がターンオフ時間におよぼす影響

20 インバータ用)、2 SF 460 シリーズ (CR 20 超音波用)、電流 10 A クラスの 2 SF 270 シリーズ (CR 10 B)、2 SF 270 A シリーズ (CR 10 B インバータ用)、CR 10 B 超音波用開発品の各機種について dv/dt との代表的な関係をあらわしたものである。各機種とも dv/dt の増加にともない t_{off} が長くなることは上述の説明で明らかであるが、機種によりかなり異なった傾向を示す。たとえば一般用のサイリスタでは定格接合部温度における dv/dt の上昇率はかなり大きい。A シリーズのインバータ用では $\log(dv/dt)$ にほとんど直線的に増加するが、その変化率は小さい。超音波用として開発した t_{off} のとくに短いサイリスタではほとんど影響をうけない。このように各機種における dv/dt の影響度が違うのは、4.2 節で説明したサイリスタのベース層のライフタイムが違うため、正孔と電子の再結合の速度に差があるからである。

次に再印加順電圧の大きさによる影響について述べてみよう。再印加順電圧 V_{R0} が高くなると、 dv/dt による充電電流の時間幅が長くなりキャリアの注入を促す。同時に V_{R0} の増加は漏れ電流、キャリア増倍率 M を増しブレイクオーバーしやすくなる。したがって図 4.11 に示すように V_{R0} の増加はターンオフ時間を増加する。同図破線は dv/dt 一定で V_{R0} を可変にし、サイリスタがふたたび導通状態とならない最小の時間 (すなわちターンオフ時間) の V_{R0} を時間 t に関して描いたもので、破線のほう絡線はある一定値に飽和するが、ライフタイムの短い素子ではこの曲線の立ち上りは鋭く、飽和が速くなる。

4.4.4 逆電流の大きさと再印加直前の逆電圧の影響

逆電流が大きくなるほど、キャリアの一掃が速くかつ量も多くなるので、ターンオフ時間を短くする。

逆電圧は一般に逆電流に無関係でなく、特別な回路インピーダンスの調整をしないかぎり、逆電圧の増加は同時に逆電流を大きくするので、これもまた t_{off} を短くする。また図 3.2 で示したように V_{R0} を増加することにより、 dv/dt のため低下したブレイクオーバー電圧が高くなるので、この効果による t_{off} の減少も考えられる。

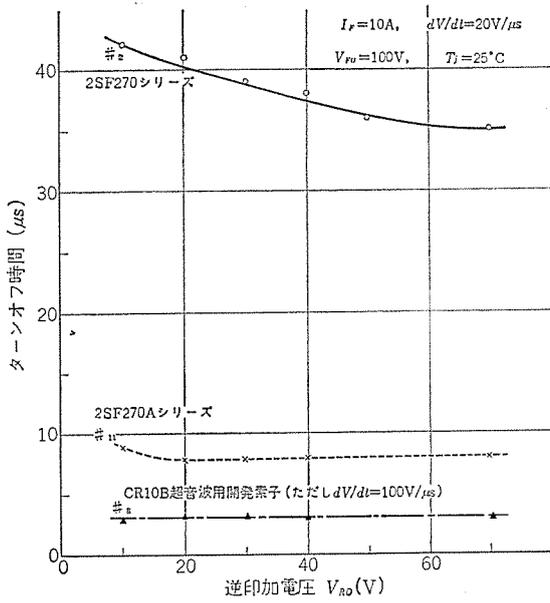
逆電流の大きさには素子の破壊の点からその上限があり、逆電圧に関しては逆バイアスの点から下限がある。図 4.1 に示したように $P_B N_B$ 接合部は $P_E N_B$ 接合部より速く回復し、数 V の逆電圧を維持する。もし逆電圧がこれより低ければ、 $P_E N_B$ 接合部を回復する一掃電流が流れないから、転流によるターンオフ法では逆方向印加電圧に下限がある⁽⁵⁾⁽²⁰⁾。

実際に生産されている素子についてターンオフ時間と逆印加電圧 V_{R0} との関係を機種別に求めると、図 4.12 のようになる。いずれの機種においても V_{R0} が減少するにしたがいターンオフ時間は延び、 t_{off} の短い機種ほどその変化率は小さい傾向をもつ。逆並列ダイオードを接続したときのターンオフ時間は一般に $V_{R0}=50$ V に比して 2 倍くらい長くなる。

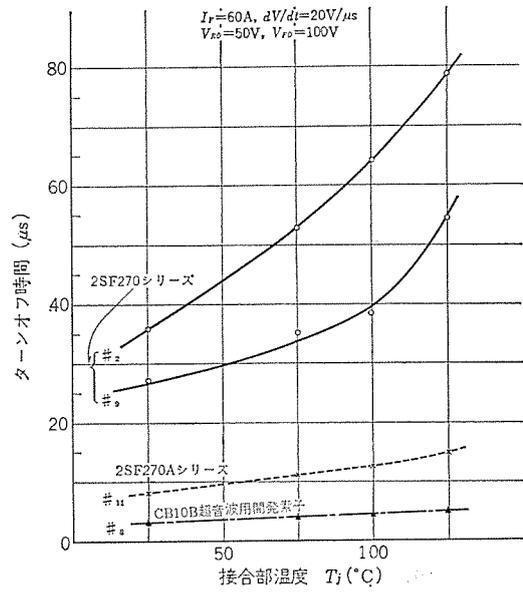
4.4.5 接合部温度の影響

接合部温度の上昇はベース層のライフタイム、接合部容量、漏れ電流を大きくする⁽⁵⁾。今まで再三述べてきたように、これらの条件はいずれもターンオフ時間を増加する。

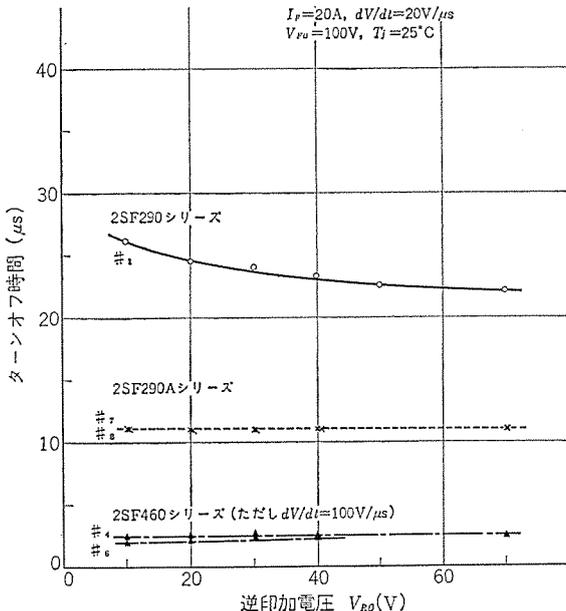
図 4.13 に接合部温度とターンオフ時間の関係を各機種別に示す。同図から明らかのように温度に最も敏感な機種はライフタイムの制



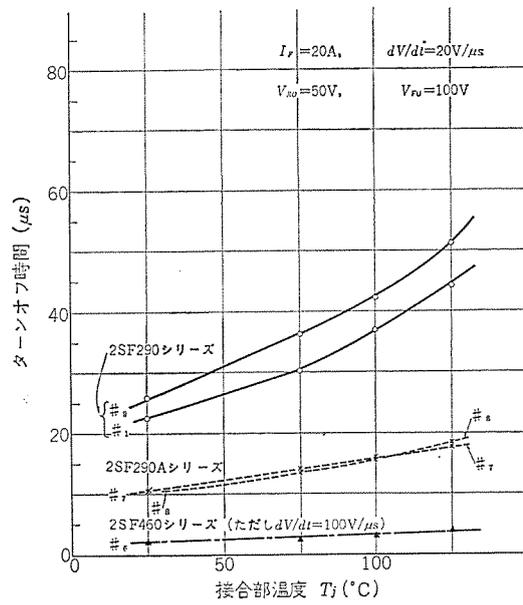
(a)



(a)



(b)



(b)

図 4.12 ターンオフ時間と逆電圧の関係

図 4.13 ターンオフ時間と接合部温度の関係

御を行っていない 2 SF 270 シリーズ, 2 SF 290 シリーズの一般用であり, 次いで 2 SF 270 A, 2 SF 290 A シリーズのインパタ用, 2 SF 460 シリーズの超音波用の順である。ターンオフ時間の大きい素子ほど温度に対する増加率は大きく, 温度が高くなるにしたがい増加率は大きくなる傾向にある。2 SF 270 A, 290 A シリーズのインパタ用, 2 SF 460 シリーズの超音波用素子では接合部温度 T_j が常温から 125 $^\circ\text{C}$ 付近までの範囲にわたり, ほぼ一定の増加率を示し, とくに超音波用素子においては増加率が小さく, 温度依存性はきわめて少ない。一般に定格接合部温度でのターンオフ時間は常温の 2 倍に延びると考えてよい。

4.4.6 ゲートバイアスの影響

ターンオフ期間中のサイリスタに再印加順電圧が加わると, すでに説明したように, $C_m dV/dt$ なる充電電流が流れ, キャリアの注入が起り, 電流増幅率を大きくする。もしこのサイリスタのゲート

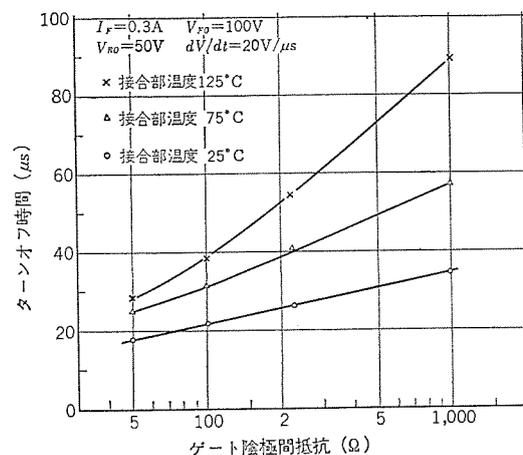


図 4.14 ターンオフ時間とゲート陰極間抵抗 試料 2 SF 521 シリーズ (CR 05)

一陰極間に低抵抗を接続して充電電流を分路するか、ゲート一陰極間を逆バイアスすれば、 $C_m dv/dt$ による効果を押えることができ、キャリアの注入効率が減少してターンオフ時間を短くすることができる。その反面ターンオンする際大きなゲート電流源が要求される。前者はゲート電極と陰極の面積比が大きいほど有効で、面積比の小さい大容量素子に対してはそれほど有効ではない。しかし後者の方法は大容量素子に対しても有効である。

図 4. 14 に小電力用サイリスタ 2SF 521 シリーズ (CR 0.5 A) におけるゲート一陰極間抵抗とターンオフ時間の関係を示している。

4. 5 ターンオフ時間が問題になる回路

ターンオフ時間が問題になる回路とは「直流電源に使用した場合」と考えてほぼ間違いない。すなわち、並列インバータ・直列インバータ・DC チョップ・パルス成形回路 (P. N. F.) などである。素子をターンオフさせるための転流期間が、どれくらいであるかは、図 2. 26 を参照されたい。

4. 6 ターンオフ時間問題の解決策

ターンオフ時間問題を解決するには二つの方法があり、一つは素子の特性を調べてそれが短いところの条件で使用することと、他の一つは、外部回路条件を検討し、素子の逆バイアス時間ができるだけ長くなるようにすることである。

4. 6. 1 接合部温度

サイリスタのターンオフ時間は接合部温度の上昇にともない増加するから、できるかぎり放熱条件を良くし、接合部温度の低いところ (50~70°C) で使用する。冷却方法としては自冷よりも風冷・油冷・水冷を用いる。

4. 6. 2 順電流の大きさ

ターンオフ直前の順電流が大きいと、それによる温度上昇のためにターンオフ時間も長くなるので、なるべく (順電流/素子の電流定格) を $1/2$ 以下で使用する。しかし $1/10$ 以下にしてもあまり効果はない。

4. 6. 3 逆電流

逆バイアス期間の外部回路インピーダンスはなるべく小さくし、接合部の電荷が一掃 (sweep out) されやすいようにする逆電流のセッティングとしては定格順電流位が望ましい。

4. 6. 4 再印加順電圧

再印加順電圧値を素子の定格の $1/2$ 以下で使用し、さらにその上昇率 (dv/dt) もできるかぎり低く (20 V/ μ s 以下) にする。

参 考 文 献

(1) A. K. Jonscher : Notes on The Theory of Four-layer Semiconductor Switches, Solid State Electronics 2, 143 (1961)
 (2) M. Tanenbaum, D. E. Thomas : Diffused Emitter and

Base Silicon Trinisitors, Transistor Technology 2.
 (3) Westinghouse SCR Designers Handbook
 (4) R. L. Longini, J. Melngailis : Gated Turn-on of Four Layer Switch, IEEE Transactions on Electron Devices, May (1963)
 (5) I. Somos : Switching Characteristic of Silicon Power-Controlled Rectifiers II-Turn off Action and (DV/DT Self-Switching, IEEE CP 63-1010
 (6) Neville Mapham : The Rating of SCR'S When Switching Into High Currents, IEEE Paper 63-1091
 (7) Yisgal Yanai : Choosing The Right Silicon Controlled Rectifier, International Electronics out (1963)
 (8) August C. Stumpe : Das Schaltverhaltender Stenerbaren Siliziumzelle, Stenerbare Siliziumzelle 1962
 (9) I. Somos : Switching Characteristics of Silicon power I turn-on action
 (10) Neville Maplam : Overcoming Turn-on Effects in SCR Electronics, Aug, 17 (1962)
 (11) G. E. Silicon Controlled Rectifier Manual : Third Edition
 (12) G. E. McDuffie Jr, W. L. Chadwell : An Investigation of The Dynamic Switching Properties of Four-layer Diodes AIEE 60-19
 (13) D. A. Kleinman : The Forward Characteristic of the P-i-n Diode, Transistor Technology 2.
 (14) A. E. Bakanowski, J. H. Foster : Electrical Properties of Gold-Doped Diffused Silicon Computer Diode B. S. TT Jan 1960
 (15) G. Bemski : Quenched-in Recombination Centers in Silicon Transistor Technology 2.
 (16) J. H. Crawford Jr : Radiation Effects in Diamond Lattice Semiconductors IEEE Trans on Nuclear Science NS-10 (5) 1 (1963)
 (17) 清水, 蒲生, 市村 : ターンオフ時間の短い SCR 39年度電気四学会連合大会 1318
 (18) R. F. Dyer, G. K. Houghton : Turn-off Silicon Controlled Rectifiers June 1962
 (19) 清水, 船川, 飯田, 溝口 : SCR の特性と定格「三菱電機技報」37, No. 5 (昭38)
 (20) A. N. Baker, J. M. Goldey : Recovery Time of PNP Diodes
 (21) G. E. The Research and Development of High Current and High Voltage Silicon Controlled Rectifiers PB Report



特許と新案

電気ベルトサンダ

考案者 入江 厚・吉田 清

この考案は、電動機によって駆動される研磨ベルトにより加工材を研削するようにした電気ベルトサンダの改良に関するものである。

すなわち、図1および図2において、(7)は駆動プーリ(2)と被動プーリ(6)とに巻掛けられたエンドレスベルト、(4)は上記被動プーリ(6)を回転自在に支承する支杆、(3)はこの支杆(4)を上記ベルト(7)の巻掛方向に可シユウ(摺)動に支承する研磨台、(16)はこの研磨台(3)に一端を、そして他端を上記支杆(4)に枢着したリンク装置(14)と、上記支杆(4)に貫ソウ(挿)され上記被動プーリ(6)を上記ベルト(7)が緊張する方向に付勢するばね(15)とにより形成されたトルク機構、(17)は上記研磨台(3)に回転自在に枢着された操作ハンドルで、この操作ハンドル(17)には上記リンク装置(14)の操作ピン(9)と係合し、この操作ハンドル(17)の回転操作時に、上記トルク機構(16)が作動して上記被動プーリ(6)を進退させるカムみぞ(21)が設けられている。

この考案の電気ベルトサンダは、上記のように構成されているので、操作ハンドル(17)を単に小角度回転操作することによって、この操作ハンドル(17)のカムみぞ(21)がトルク機構(16)を作動させ、

プーリ(2)(6)に巻掛けられたエンドレスベルト(7)を急速に緊張あるいは弛緩させることができるのできわめて便利である。また、構造が簡単であるため安価に提供できる効果もある。

(実用新案第793347号) (土居記)

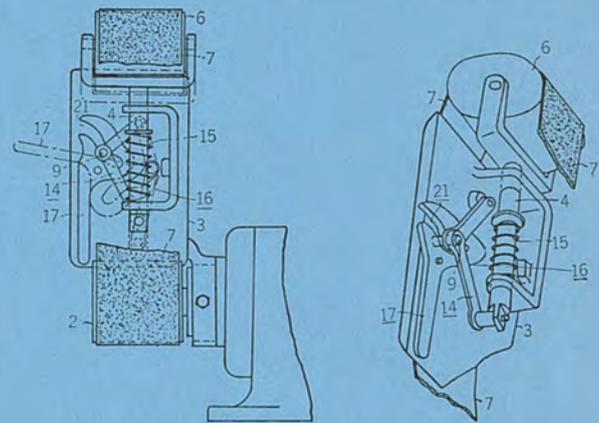


図1

図2

可変板カム装置

考案者 佐藤 円二・細原 義明

この考案は、基板上にカムの形状にしたがって配列された複数本の支持ピンに外接して張られたカム帯板が、カム面を形成するような型の変板装置の改良に関するものである。

従来のこの種可変板カム装置は、図3および図4に示すように、基板(31)上に所要のカムの形状に沿って支持ピン(34)の軸心(33)を植設し、これらの軸(33)に偏心した支持ピン(34)をカンソウ(嵌挿)し、止めねじ(36)で固定するようにしているので、上記支持ピン(34)に外接したカム帯板(35)のカム面の位置調整量は、上記支持ピン(34)の偏心量に相当するだけきわめてわずかであるが欠点がある。

しかるに、この考案の可変板カム装置は、図1および図2に示すように、基板(1)に設けた多数の放射方向に延長する案内みぞ(3)と、この各案内みぞ(3)内に滑動自在にカンソウされた支持ピン(4)の基部(5)と、上記各案内みぞ(3)内に延長し、かつ上記支持ピン(4)の基部(5)とら(螺)合して上記基板(1)の外周から操作しうる調整用ねじ棒(9)を備えているから、上記各支持ピン(4)の半径方向の位置は、案内みぞ(3)の長さとはほぼ等しい量だけ移動できる。したがって、この支持ピン(4)に外接するカム帯板(15)のカム面の位置調整量はきわめて大きく、しかもその調整は基板(1)の外周から行なうことができるから、基板(1)を複数枚重ねて、カムを並列にして使用する場合でも、その調整操作

がきわめて容易である効果も有している。

(実用新案第792938号) (土居記)

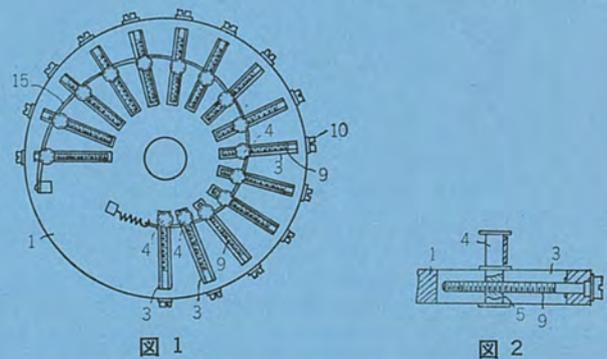


図1

図2

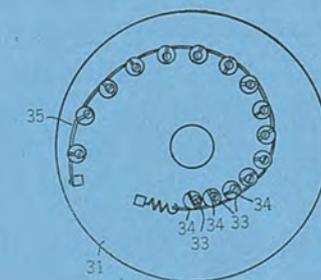


図3

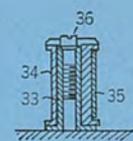


図4

特許と新案

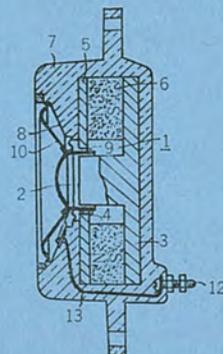
小形スピーカ

考案者 土居重子

この考案は、中央磁極(2)を有する継鉄(3)、および環状磁石(6)、ならびに極板(5)からなるスピーカ素子(1)を、塑造ワック体(7)、すなわち熱硬化性樹脂により上記極板(5)の開口部(4)を残して埋設し、上記樹脂の熱処理による硬化時に生じる収縮力を利用して、上記スピーカ素子(1)の構成部品を周囲から均等な圧力で包み固めるようにしたもので、従来のように、スピーカ素子の構成部品の結合を、ボルトあるいはかしめジョウ(鉸)で行なうようにしたものと比較して、その組立がきわめて簡単にして、しかもいちじるしく小形に作りうるばかりでなく、外力によって破損しやすい磁石(6)は、これを包む樹脂、すなわち塑造ワック体(7)によって保護される効果もある。また、上記スピーカ素子(1)を包むための塑造ワック体(7)の塑造時に、振動板(10)を取付けるためのくぼみ(8)の形成はもちろん、ボイスコイル(9)の接続導線(13)の埋設、ならびに端子ボルト(12)の埋設などを、同時に行なうことができるから、作業時間が著しく短縮され、量産に貢献するところきわ

めて大である。さらにまた、塑造ワック体(7)はこれを樹脂の塑造によって形成するため、多種多様な形状および大きさのものが簡単に作り得られるばかりでなく、その着色も自在であるから、意匠上貢献するところも大である。

(実用新案第 805069 号) (土居記)



ラジオ受信機

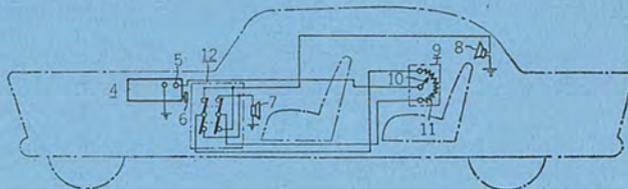
考案者 岡本春樹

この考案は、2個のスピーカを動作させるラジオ受信機の改良に関するもので、特に2個のスピーカ(7)(8)の音量を、ラジオ受信装置(4)の出力端子(5)に接続されたシユウ(摺)動子(10)と、上記スピーカ(7)と(8)とにそれぞれ両端を接続させた抵抗(11)からなる音量配分器(9)により制御するようにしたもので、上記両スピーカ(7)(8)の出力回路に切換スイッチ装置(12)をソウ(挿)入して、これの切換操作時に、上記両スピーカ(7)(8)の音量を反転させるようにしたものである。

したがって、この考案のラジオ受信機を図に示すように、たとえば自動車に実施した場合の上記両スピーカ(7)(8)の音量の調節は、運転席(2)の者が受信装置(4)の音量加減つまみ(6)を回動することによって同時に行ない得られ、また後部座席(3)のスピーカ(8)の音量を、運転席(2)のスピーカ(7)の音量より大きくしたい場合には、後部座席(3)の音量配分器(9)を後部席の者がこれを操作することによって行ない得られ、さらにまた後部座席

(3)のスピーカ(8)の音量を大きくしたまま、後部座席(3)の乗客が下車した場合、運転席(2)のスピーカ(7)の音量を大きくしたい時には、運転席(2)の者が後部座席(3)の音量配分器(9)をわざわざ操作しなくても、運転席(2)の切換スイッチ装置(12)を切換操作することによって、両スピーカ(7)(8)の音量が反転し、運転席のスピーカ(7)の音量が大きくなるので、この種2個のスピーカを動作させるラジオ受信機としてきわめて便利である。

(実用新案第 795358 号) (土居記)





新製品紹介

ボールバルブ操作用アクチュエータを開発

ボールバルブは内側のボールを90°回転させることにより、バルブを全開または全閉とさせ流量を制御するもので、各種プラント関係に使用されているが、最近シール技術の進歩によりその用途が急速に拡大されている。

しかし、従来は手動操作によるものがほとんどで電動操作によるものは製作されていないので、各方面から「電動ボールバルブ」の開発要求が高まり、「電動ボールバルブ」の電動操作部としてのアクチュエータを開発した。今回開発したアクチュエータは、ボールバルブ口径50mmまでのものに使用できるが、現在さらに、口径200mmまでのものに使用する操作用アクチュエータのシリーズ化を進めている。なお当社はアクチュエータ部分を製作し、ボールバルブ部分は米田工業(京都)が製作する。(実用新案2件、意匠登録1件出願中)

■ 特長

- (1) わずか4秒でボールバルブを開閉できる。
- (2) 起動トルクが非常に大きいので、簡単な操作で確実に開閉できる。
- (3) 停電時でも手動操作により簡単に開閉できる。
- (4) 過負荷保護装置を付けているので、ボールバルブに万一異物が入ってもモータが焼ける心配はない。
- (5) 操作トルクに比べて小形・軽量で取付け、保守なども容易である。

(6) コンデンサモータを使用しているので運転が静かで、消費電力も少ない。

■ 仕様

電 源 :	AC 100 V 50/60 c/s
回転角度 :	90°
回転時間 :	4 sec
最大トルク :	130 kg-cm
オーバーライド :	1° 以内
手動操作 :	可能



ボールバルブ操作用アクチュエータ

三相4線式 YUS-1 D 形発信装置付精密積算電力計完成

最近、都市配線・ビル配線などの配線方式の合理化が検討されているが、最も合理的配線方式として三相4線式配線が普及しつつある。

ここに紹介する YUS-1 D 形計器は JIS C 1212 の精密積算電力計規格に十分適合する性能を有し、計器用変成器と組み合わせて、交流三相4線式回路における電力量の精密測定に使用されるものである。また、この計器は当社独特のトランジスタ式 D 形発信装置を備えており、最大需要電力計や印字式記録積算計と組み合わせて合理的な電力管理ができる。

■ 特長

(1) 高性能

特性は JIS C 1212「精密積算電力計」に余裕をもって合格し、負荷電流および力率が広範囲に変化しても誤差変化は僅少であり、また、第一種・第二種の適正な温度補償により温度特性も良好で

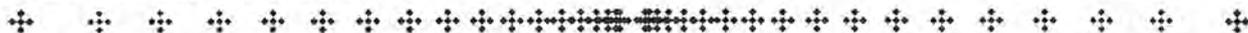
ある。

(2) 長寿命



三相4線式 YUS-1 D 形発信装置付精密積算電力計

三相4線式 YUS-1 BD 形発信装置付精密積算電力計 (配電盤用半埋込裏面接続)



NEWS FLASH

■ 世界最大容量の双方向サイリスタ開発

三菱電機では、このほど世界最大のスイッチング容量をもつ双方向サイリスタの開発に成功した。

従来の双方向サイリスタは、最大電流容量が20A程度で中小容量であり、その用途は中小容量の調光装置や小形モータの制御、小形電気炉の温度制御などに限られていた。また順逆阻止電圧の最高が400V程度であったため、交流100Vないし200Vの回路にしか使用できなかったが、このほど当社にて開発に成功した双方向サイリスタは、電流容量が150A(RMS)、順逆阻止電圧は120Vできわめて大きく、スイッチング容量は今までの双方向サイリスタに比べ飛躍的大容量となっている。

今回の開発により、従来の用途における大形調光装置・大形電気炉などでの使用素子数を減らすことができることはもちろん、400Vまたはそれ以上の交流電源回路に使用できるため、工業用途の大電力電動機の制御が可能となり、双方向サイリスタの利用範囲が飛躍的に拡大されるものと期待している。

定格仕様

(1) 最大定格

実効電流	150 A
せん頭順逆阻止電圧	500, 600, 800, 1,000 V
せん頭ゲート電力	16 W
せん頭ゲート電圧	±10 V
せん頭ゲート電流	4 A
動作接合部温度	-40°C~+125°C
保存温度	-40°C~+150°C
締付トルク	300 kg-cm

(2) 最大定格における特性

漏れ電流	15 mA	$T_j = +125^\circ\text{C}$
トリガート電流	(a) 順方向ゲート	正 150 mA
	(b) 順方向ゲート	負 200 mA
	(c) 逆方向ゲート	負 200 mA

(d) 逆方向ゲート 正 300 mA
($T_j = +25^\circ\text{C}$)

トリガート電圧 各モード 3 V
せん頭順電圧降下 1.8 V $I_p = 250 \text{ A}$

■ アメリカ・ウェスチングハウス社と PCCS に関する契約成立

三菱電機では、昨年4月に更改された米国ウェスチングハウス社との包括的技術契約の中に、プロセスのシステムエンジニアリング・プロセス制御計算機のアプリケーションプログラミング・インプットアウトプット機器、および技術指導を含むプロセスコントロールコンピュータシステム(PCCS)の契約を追加することを申請していたが、さる2月25日付けで正式に政府の認許を得た。

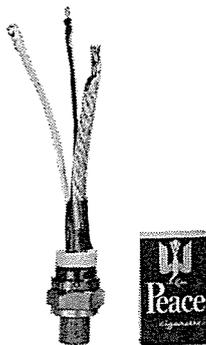
この契約の特色は、アプリケーションプログラムおよびシステムエンジニアリングを中心とする広義のソフトウェアの範囲まで含まれる点で、このような広範囲のソフトウェアの提携は、わが国ではじめてのことである。

システムエンジニアリングの契約対象は、鉄鋼関係では、たとえばミル制御・連続鋳造制御、電力関係では発電所制御・経済負荷配分制御および潮流制御など、製紙関係のペーパーミル・ダイジェスタ制御のほか、ビル環境制御・セメントキルン制御など広範な分野を含んでいる。

三菱電機では、早くからPCCSに関心をもち、昭和37年米国トムソン・レイモ・ウールドリッジ(TRW社)と、三菱電機・三菱重工・三菱商事・三菱銀行との合併で、三菱TRW(株)を設立し、以来鉄鋼関係3、化学関係7、電力1、その他3、合計14件のPCCSの工事を行なう実績をあげてきたが、昭和40年、TRW社の後身であるバンカー・レイモ社(BRC社)が、この方面から手を引くことになったので、三菱TRW社のPCCS部門の業務は、41年5月より三菱電機重電事業部門に新しく組織された計算機制御部に引きつがれて、さらに電力・鉄鋼部門から多数の受注を獲得している。

なお、三菱TRW社は、昨年来、アメリカTRW社との間の宇宙通信に関する提携が認可され、新しい業務で再発足している。

今回新しく提携したウェスチングハウス社は、米国のPCCS分野で、鉄鋼金属関係で第一位、電力関係で第三位の実績を有している有力会社であり、新契約の成立にあたり、三菱電機では、重電計画部ほか関連部門を強化し、広義のソフトウェアエンジニアリングの充実を実施している。使用する電子計算機としては、MELCOM-330Hおよびわが社の自力によって開発中の新鋭機をあてる。



次号予定

三菱電機技報 Vol. 41 No. 5

住宅設備機器特集

特集論文

- 住宅建設と将来
- ヒパレート形 ルームクーラ
- リビングマスター
- 冷温水による住宅冷暖房方式
- 石油暖房機
- 空調機器用 ポンプ
- 深夜電力利用蓄熱暖房器
- 換気扇
- 深夜電力利用温水器
- ケイ光灯を主光源とした中小住宅の照明 一照明効果と照明経済一
- 住居構成と照明
- 井戸 ポンプ
- ウォータークーラ

普通論文

- 新宿駅西口立体広場の照明
- 3t 遊星歯車 ウインチ
- 神奈川県企業庁向け相模川水系計算制御 システム
- MELCOM PERT/TIME-II
- 系統電圧・無効電力制御装置 (AQC)

三菱電機技報編集委員会

委員長	小倉弘毅
副委員長	片岡高示
常任委員	明石精一
〃	石川理一
〃	宇佐見重夫
〃	大野寛孝
〃	神崎通人
〃	北川和雄
〃	小堀富次
〃	鈴木正村
〃	祖父江晴秋
〃	馬場文夫
〃	山田栄一
〃	横田茂
委員	出雲義人
〃	尾畑喜行
〃	黒田忠光
〃	南日達郎
〃	林井寿蔵
〃	松元雄
	(以上50名順)

昭和42年4月22日印刷 昭和42年4月25日発行

「禁無断転載」定価1部 金100円(送料別)

編集兼発行人

東京都千代田区丸の内2丁目12番地 小倉弘毅

印刷所

東京都新宿区市谷加賀町1丁目 大日本印刷株式会社

印刷者

東京都新宿区市谷加賀町1丁目 高橋武夫

発行所

三菱電機株式会社内 「三菱電機技報社」
東京都千代田区丸の内2丁目12番地 (三菱電機ビル内)
(電) 東京 (212) 大代表 6111

発売元

東京都千代田区神田錦町3の1 株式会社オーム社書店
電話 (291) 0912 振替東京 20018

本社・営業所・研究所・製作所・工場 所在地

本社	東京都千代田区丸の内2丁目12番地 (三菱電機ビル内) (電) 東京 (212) 大代表 6111
大阪営業所	大阪市北区堂島北町8の1 (電) 大阪 (312) 大代表 1231
名古屋営業所	名古屋市中村区広井町3の88・大名古屋ビル (電) 名古屋 (561) 大代表 5311
福岡営業所	福岡市天神2丁目12番地1号・天神ビル5階 (電) 福岡 (75) 代表 6231
札幌営業所	札幌市北二条西4の1・北海道ビル (電) 札幌 (26) 大代表 9111
仙台営業所	仙台市大町4の175・新仙台ビル (電) 仙台 (21) 代表 1211
富山営業所	富山市桜木町1番29号・明治生命館 (電) 富山 (31) 代表 3151
広島営業所	広島市中町7番32号・日本生命ビル (電) 広島 (47) 大代表 5111
高松営業所	高松市鶴屋町5番地の1 (電) 高松 (51) 代表 0001
東京商品営業所	東京都千代田区丸の内2の12・三菱電機ビル (電) 東京 (212) 大代表 6111
大阪商品営業所	大阪市北区堂島北町8の1 (電) 大阪 (312) 大代表 1231
名古屋商品営業所	名古屋市中村区広井町3の88・大名古屋ビル (電) 名古屋 (561) 大代表 5311
福岡商品営業所	福岡市天神2丁目12番地1号・天神ビル5階 (電) 福岡 (75) 代表 6231
札幌商品営業所	札幌市北二条西4の1・北海道ビル (電) 札幌 (26) 大代表 9111
仙台商品営業所	仙台市大町4の175・新仙台ビル (電) 仙台 (21) 代表 1211
富山商品営業所	富山市桜木町1番29号・明治生命館 (電) 富山 (31) 代表 3151
広島商品営業所	広島市中町7番32号・日本生命ビル (電) 広島 (47) 大代表 5111
高松商品営業所	高松市鶴屋町5番地の1 (電) 高松 (51) 代表 0001
新潟営業所	新潟市東大通1丁目12番地 (電) 新潟 (45) 代表 2151
長崎出張所	長崎市大黒町3番1号・長崎交通産業ビル (電) 長崎 (23) 代表 6101
横浜出張所	横浜市中区富士見町2の12 (電) 横浜 (65) 2691~3
長野出張所	松本市白坂212番地 (電) 松本 (3) 1453
京都出張所	京都市中京区壬生坊城町5・古橋ビル (電) 京都 (82) 1245
神戸出張所	神戸市生田区西町36・三菱信託ビル (電) 神戸 (33) 0606~7
静岡出張所	静岡市七間町9の10・池田ビル (電) 静岡 (53) 代表 9186
岡山出張所	岡山市西長瀬字村北122の1 (電) 岡山 (24) 代表 0331
中央研究所	尼崎市南清水字中野80番地 (電) 大阪 (481) 大代表 8121
商品研究所	鎌倉市大船782番地 (電) 鎌倉 (6) 代表 6111
神戸製作所	神戸市兵庫区和田崎町3丁目 (電) 神戸 (67) 大代表 5041
伊丹製作所	尼崎市南清水字中野89番地 (電) 大阪 (481) 大代表 8021
長崎製作所	長崎市丸尾町6番14号 (電) 長崎 (23) 大代表 6211
稲沢製作所	稲沢市井之口町1100番地 (電) 稲沢 (32) 代表 4121
和歌山製作所	和歌山市岡町91番地 (電) 和歌山 (23) 代表 7231
鎌倉製作所	鎌倉市上町屋325番地 (電) 鎌倉 (6) 大代表 1111
通信機製作所	尼崎市南清水字中野80番地 (電) 大阪 (481) 大代表 8021
北伊丹製作所	伊丹市大鹿字主ヶ池1番地 (電) 伊丹 (72) 大代表 5131
名古屋製作所	名古屋市中区東区矢田町18丁目1番地 (電) 名古屋 (721) 大代表 2111
福岡製作所	福岡市今宿青木690番地 (電) 福岡 (88) 代表 0431
福山製作所	福山市緑町1番8号 (電) 福山 (2) 代表 2800
姫路製作所	姫路市千代田町840番地 (電) 姫路 (23) 大代表 1251
相模製作所	相模原市小山字久保224 (電) 相模原 (72) 大代表 5131
静岡製作所	静岡市小鹿110番地 (電) 静岡 (85) 大代表 1111
中津川製作所	中津川市駒場町1番3号 (電) 中津川 (5) 大代表 2121
大船製作所	鎌倉市大船800番地 (電) 鎌倉 (6) 代表 6111
郡山製作所	郡山市栄町2番25号 (電) 郡山 (2) 1220~3
群馬製作所	群馬県新田郡尾島町大字岩松800番地 (電) 新田 代表 4311
京都製作所	京都府乙訓郡長岡町大字馬場小字岡新1 (電) 京都 西山 (92) 大代表 4171
京都製作所	尼崎市南清水字中野80番地 (電) 大阪 (481) 大代表 8021
伊丹製作所	三田市三輪町字父々部85番地 (電) 三田 代表 4371~5
相模製作所	東京都世田谷区池尻町3丁目1番15号 (電) 東京 (414) 代表 8111
札幌製作所	札幌市北二条東12丁目98番地 (電) 札幌 (22) 3976